



NOSITEL  
VYZNAMENÁNÍ  
ZA BRANNOU  
VÝCHOVU  
I. A II. STUPNĚ

ŘADA PRO KONSTRUKTÉRY

ČASOPIS PRO ELEKTRONIKU  
A AMATEURSKÉ VYSÍLÁNÍ  
ROČNÍK XXXVII/1988 ● ● ČÍSLO 3

V TOMTO SEŠITĚ

Čelem k masám.....	81
<b>DÁLKOVÝ PŘÍJEM V PRAXI</b>	
1. Základní pojmy, rozdělení kmitočtů .....	82
2. Šíření elektromagnetického vlnění prostorem .....	84
3. Antény.....	86
3.1. Yagiho anténa .....	86
3.2. Jaké typy Yagiho antén budeme používat .....	87
3.3. Antény odvozené a komerční .....	90
4. Anténní soustavy .....	91
4.1. Vlastnosti anténních soustav .....	91
4.2. Anténní soustavy z antén TV a KC91-BL .....	93
5. Homogenita elektromagnetického pole .....	94
6. Šum — nás největší nepřítel .....	94
6.1. Šum zesilovače .....	95
6.2. Šum antény .....	95
6.3. Jednotky dBm a dB <sub>μ</sub> V .....	96
6.4. Šum soustavy anténa-zesilovač .....	96
7. Dálkový příjem v těžkých podmínkách .....	97
7.1. Jak začít s dálkovým příjemem .....	96
7.2. Příjem slabého signálu rušeného silným vysílačem na sousedním kanálu .....	97
7.3. Příjem slabého signálu rušeného silnějším signálem na stejném kanálu .....	99
7.4. Příjem v podmínkách blízkého vysílače .....	101
7.5. Příjem rozhlasu VKV-FM .....	101
8. Anténní zesilovače .....	103

AMATÉRSKÉ RADIO ŘADA B

Vydává ÚV Svatarmu ve vydavatelství NAŠE VOJSKO, Vladislavova 26, 133 66 Praha 1, tel. 26 06 51-7. Šéfredaktor ing. Jan Klabal. Redakční radu řídí ing. J. T. Hyán. Redaktor L. Kalousek, OK1FAC. Redakce Jungmannova 24, 113 66 Praha 1, tel. 26 06 51-7, Šéfredaktor linka 354, redaktor linka 353, sekretářka linka 355. Ročně vydje 6 čísel. Cena výtisku 5 Kčs, pololetní předplatné 15 Kčs. Rozšíruje PNS, v jednotkách ozbrojených sil vydavatelství NAŠE VOJSKO, administrace Vladislavova 26, Praha 1. Objednávky přijímá každá pošta i doručovatel. Objednávky do zahraničí vydírá PNS, ústřední expedice a dovoz tisku, závod 01, Kalfkova 9, 160 00 Praha 6. Tiskne NAŠE VOJSKO, n. p., závod 08, 160 05 Praha 6, Vlastina ulice č. 889/23. Za původnost a správnost příspěvku odpovídá autor. Návštěvy v redakci a telefonické dotazy po 14. hodině. Číslo indexu 46 044.

Toto číslo má výjít podle plánu 9. 6. 1988.  
© Vydavatelství NAŠE VOJSKO.

# ČELEM K MASÁM

## 9. zasedání ústředního výboru KSC

9. zasedání ÚV KSC ve dnech 8. a 9. dubna 1988, které se konalo pod názvem „K práci strany v podmínkách přestavby hospodářského mechanismu a rozvoje socialistické demokracie“ posoudilo zabezpečování linie XVII. sjezdu strany a závěr 7. zasedání ÚV KSC, výsledky výročních členských schůzí základních organizací a celkovou úroveň stranické práce. Dále projednalo aktuální úkoly stranických orgánů a organizací obsažené ve zprávě předsednictva ÚV KSC a stanovilo jejich další postup při přestavbě hospodářského mechanismu a ostatních oblastí společenského života, při prohlubování socialistické demokracie.

Stručně by se dalo shrnout, že program celého zasedání vycházel předně z potřeby dosáhnout toho, aby práce strany odpovídala potřebám doby, aby strana šla v čele přestavby, aby byla nejen jejím iniciátorem, ale i vzorem. Druhým základním požadavkem, který byl řešen, byl požadavek urychlit postup přestavby hospodářského mechanismu a především řídicí sféry.

Po prostudování materiálů a výsledků 9. zasedání lze charakterizovat jeho obsah jako významný krok v boji za prosazování přestavby celého našeho společenského života na úrovni požadavků současné etapy. Není úkolem tohoto článku probírat závěry a celé usnesení tohoto zasedání, i když se prakticky jeho výsledky týkají každého občana ČSSR — všimneme si podrobněji toho, co se projednávalo v oblasti ekonomiky a přestavby vůbec.

Pokud jde o přestavbu, potvrdilo 9. zasedání, že jde především o to, neztrácat zbytečně čas — je si třeba uvědomit, z čeho vzniknou větší společenské ztráty, zda z vánění, přeslapaní na místě, z prodlužování stavu, kdy působí oba mechanismy současně (starý i nový), kdy — jednou větu řečeno — panuje v uvedených sférách nejistota, či z rychlého, ale uváženého postupu prací na přestavbě hospodářského mechanismu. Domnívám se, že v každém případě vzniknou větší ztráty z vánění a zpomalovaného postupu vpřed, nakonec to bylo na 9. zasedání vyjádřeno jednoznačně: „k přestavbě je třeba přistupovat odpovědně a zbytečně neztrácat čas“.

V této souvislosti musí dojít a v současné době i dochází k výrazným změnám v činnosti ústředních orgánů, změnám v kádrové práci, změnám v organizaci výrobně technické, vědeckovýzkumné a oběhové základny, k rozvoji socialistické demokracie, k přestavbě společenských vztahů atd. Jsou to většinou změny revolučního charakteru, které vyžadují nové přístupy k úkolům, zvýšení výkonnosti a kvality práce a to nejen „nahoře“, ale i každého z nás. Jde také o to, aby stranické, ale i jiné orgány nesuplovaly za jiné orgány a organizace, strana např. musí uskutečňovat svoji politiku ne tím, že bude dublovat činnost státních, společenských a hospodářských orgánů, ale tím, že bude kontrolovat, jak ji komunisté na svých místech zabezpečují. Proto také 9. zasedání soustředilo pozornost na to, jak prosa-

zovat přijatá usnesení mezi členy strany a ostatní pracující. Zde jsou prameny titulku tohoto článku, jen tak se totiž může strana dostat do čela procesu přestavby. To však vyžaduje — jak zdůraznil soudruh Jakeš v závěru 9. zasedání „plně rozvinout práci strany v duchu gottwaldovské tradice Čelem k masám, důsledně uplatňovat leninské principy vnitřního života strany obsažené ve stanovách, demokratizovat vnitřní život strany a tak upevnit její jednotu a zvýšit akceschopnost“.

Jedním ze základních požadavků pro uskutečnění všech cílů přestavby je také nesporné kádrová politika. Je zřejmé, že jde-li o revoluční změny, musí je také provádět lidé, kteří pro to mají předpoklady, kteří mají odvahu a chuť bojovat, kteří mají příslušné znalosti a zkušenosti, kteří jsou čestní, obětaví a pracovití. Jako neodkladný úkol proto 9. zasedání určilo nutnost objektivně a kriticky zhodnotit rozmístění kádrů, podle výsledků hodnocení pak provést nezbytné kádrové změny, jejichž důsledkem musí být zvýšení autority strany a její vedoucí úlohy jakož i omlazení a podstatné zvýšení výkonnosti kádrů na všech úsech. Aby se předešlo zbytečným omylům a chybám, je třeba, aby veškerá kádrová práce byla zdemokratizována, aby byla pod veřejnou kontrolou. Proto již dnes jsou ředitelé podniků voleni tajně z několika kandidátů, proto se ve větší míře používají konkursní řízení, proto je třeba postupně zavést skladání účtů z činnosti nejen příslušným orgánům, ale i všichni a pracovním kolektivům. V této souvislosti stojí za povšimnutí i jedno z rozhodnutí 9. zasedání — omezení doby k výkonu jedné funkce, které je zatím v podstatě „uzákoněno“ jen pro stranické orgány, ale mělo by platit všeobecně. Známe to všichni — nové koště dobře mete, nejméně dlouhý výkon funkce však zcela zákonitě vede ve většině případů ke stagnaci jak vědomostí, tak rozvojovací činnosti a nastupuje obvykle rutinérství, které je přímým protějškem a nepřítelem všeho nového, všech změn. Méně ostře by se dalo říci, že toto opatření by mělo zabránit setrvánosti v metodách práce, mělo by přinést pružné reagování na měnliví se potřeby.

Je dobré, že se 9. zasedání konalo před okresními konferencemi Svazarmu, protože dalo příklad i jejich jednání. Posláním okresních a krajských konferencí bude na základě všeobecné analýzy posoudit, jak se podařilo a daří prosazovat změny v činnosti, v kvalitě a účinnosti politickovýchovné, výcvikové a zájmové práce a stanovit rozhodující směry a cesty ke všeobecnému zkvalitnění činnosti okresních a krajských organizací.

Vezmou-li si konference za vzor jednání 9. zasedání ÚV KSC, kritické, sebekritické a s vytýčením jasných perspektiv, pak podpoří i předsjezdovou aktivitu a do jisté míry ovlivní i výsledky sjezdu Svatarmu tak, aby se naše organizace plně zapojila do přestavby a odpovídajícím způsobem splnila ty úkoly, které jí v naší společnosti čekají.

# DÁLKOVÝ PŘÍJEM V PRAXI

Ing. Boris Glos

Toto číslo shrnuje a doplňuje problematiku dálkového příjmu, která je pravidelně probírána na stránkách AR. Výklad je zaměřen hlavně na praktickou stránku věci a je určen jak čtenářům, kteří se teprve hodlají zabývat dálkovým příjmem, tak zkušeným amatérům, pro které jsou určena některá složitější řešení problémů. Probraný okruh je velmi široký, proto byla dána přednost tematice, která dosud nebyla vůbec (nebo velmi málo) či pouze částečně probírána. Je samozřejmé, že stěžejní problémy, bez nichž se v praxi neobejdeme, jsou také připomenuty.

Autor z praxe ví, že naprostá většina zájemců o dálkový příjem má malou (nebo vůbec žádnou) představu o tom, jaké jsou možnosti současné anténní techniky. Chybí základní představy o vztahu velikosti signálu vzhledem k kvalitě obrazu, o přenosu anténního zesilovače a o vlivu vstupního dílu přijímače. Informovaný čtenář ví, že zlepšíme-li zisk anténní soustavy o 6 dB, znamená to dvojnásobný signál. Ale málokdo si dovede představit, jak se toto zlepšení projeví na obraze. Možnosti anténní techniky jsou většinou přečerpané, především u anténních zesilovačů. Naopak možnosti plynoucí z aplikace anténních soustav jsou podceňovány. Proto se nezřídka stává, že slyšíme o zářičných anténách či zesilovačích a obráceně, přitom experimentováním na nesprávném místě lze ztratit mnoho času, o zbytečně vynaložených investicích ani nemluvě. S tím vším se při výkladu počítá.

## 1. Základní pojmy, rozdělení kmitočtů

S elektromagnetickým vlněním se setkáváme denně, a to především se světlem a teplem. Vlnění, které využíváme pro přenos rozhlasu a televize, se od ostatních liší pouze svou vlnovou délkou  $\lambda$  či kmitočtem  $f$ . Obě veličiny spolu úzce souvisejí a vyjadřujeme je v souvislosti s rychlosťí světla  $c = 3 \cdot 10^8$  m/s:

$$f = c/\lambda \quad [\text{Hz}; \text{m/s}; \text{m}] \quad (1)$$

nebo  $\lambda = c/f$   $[\text{m}; \text{m/s}; \text{Hz}]$  (2). Elektromagnetické vlnění je složeno z magnetické a elektrické složky. Obě složky vlnění znázorňujeme vektory, které jsou v každém okamžiku na sebe kolmé. Současně jsou oba vektory kolmé na směr šíření vlnění. Jsou-li silové čáry elektrického pole kolmé k zemi, mluvíme o svíslé polarizaci. Při vodorovné polarizaci jsou silové čáry se zemí rovnoběžné. Se svíslou polarizací se setkáváme méně, převážně u nižších kmitočtů. Svíslé polarizované vlnění se totiž snadno odráží od svíslé orientovaných překážek (stromy, stěny budov, atd.) a obsahuje více rušivých

signálů, neboť ty mají častěji polarizaci svíslou (anténa vodorovně umístěná toto rušení zachycuje méně). Nesprávně polarizovaná přijímací anténa může dodat až 10x menší signál. Výjimečně se využívá polarizace eliptické, při níž může být anténa okolo podélné osy pootočena libovolně. Pootočením antény lze totiž zmenšit rušení blízkými nebo dokonce kmitočtově stejnými signály, neboť při mnohosměrném šíření (odrazu) jsou signály částečně depolarizovány.

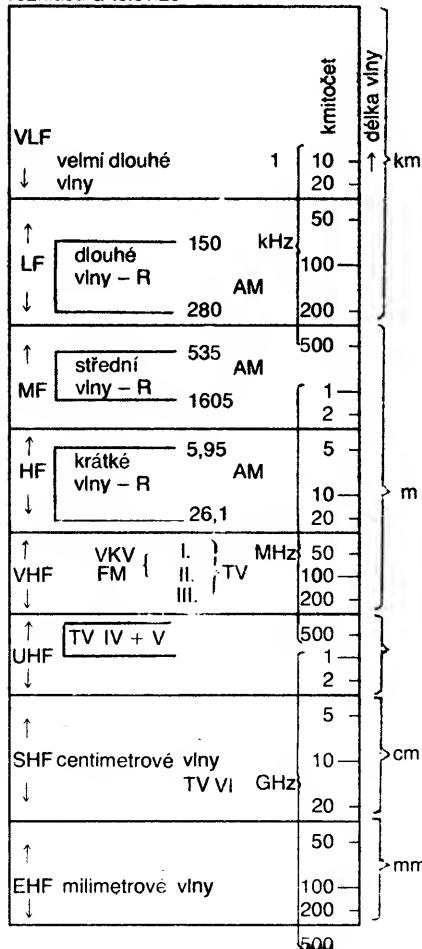
Televizní a rozhlasové signály jsou rozděleny do pásem a tato pásmata pak na jednotlivé kanály. Šířka kanálu závisí na typu modulace a na počtu informací, které je potřeba přenést z jednotku času a může být např. 9 kHz, 300 kHz, nebo 8 MHz. V tab. 1 až 4 jsou uvedena evropská pásmata rozhlasu a televize, kanály a jim příslušné kmitočty, které nás budou zajímat. Některá pásmata jsou rozdělena do kanálů podle různých norem. V ČSSR jsou televizní kanály I. až III. TV pásmata rozděleny podle soustavy CCIR-D a kanály IV. a V. pásmata podle soustavy CCIR-K. V NDR

a většině zemí západní Evropy se vysílá v I. až III. pásmu podle soustavy CCIR-B a ve IV. a V. pásmu podle CCIR-G. Soustava CCIR-K se od CCIR-G liší pouze posunutím kmitočtu zvuku uvnitř kanálu o 1 MHz výše. V tab. 5 jsou uvedeny vysílače v pásmu FM-CCIR, vysílající bez výjimky s horizontální polarizací, v tab. 6 vysílače vhodné pro

Tab. 2. Rozdělení TV kanálů podle soustavy CCIR-D

Pásma	Kanál	Kmitočet [MHz]	$\Delta f$ [MHz]
I	1	48,5 až 56,5	
	2	58 až 66	6,5
FM OIRT		65 až 72	
II	3	76 až 84	
	4	84 až 92	
	5	92 až 100	6,5
III	6	174 až 182	
	7	182 až 190	
	8	190 až 198	
	9	198 až 206	
	10	206 až 214	
	11	214 až 222	
	12	222 až 230	6,5

Tab. 1. Rozdělení kmitočtů pro vysílání rozhlasu a televize



Tab. 3. Rozdělení TV kanálů podle soustavy CCIR-B

Pásma	Kanál	Kmitočet [MHz]	$\Delta f$ [MHz]
I	2	47 až 54	
	3	54 až 61	
	4	61 až 68	5,5
II	FM-CCIR	87,5 až 104(108)	0,2M 0,3S
III	5	174 až 181	
	6	181 až 188	
	7	188 až 195	
	8	195 až 202	
	9	202 až 209	
	10	209 až 216	
	11	216 až 223	
	12	223 až 230	

Tab. 4. Rozdělení TV kanálů podle soustav CCIR-G a CCIR-K ve IV. (K21 až 40) a V. (K41 až 81) pásmu

Kanál	Kmitočet [MHz]	$\Delta f$ [MHz]
21	470 až 478 v obou pásmech odstup 8 MHz	6,5 - K 5,5 - G
25	502 až 510 $f_{\text{pr}}$ K25 - 503,25 $f_{\text{zv}}$ K25 - 509,75 - K	
	508,75 - G	
30	542 až 550	
35	582 až 590	
40	622 až 630	
45	662 až 670	
50	702 až 710	
55	742 až 750	
60	782 až 790	
81	950 až 958	

Tab. 5. Seznam vysílačů VKV v pásmu FM-CCIR

Název	Souřadnice	Kmitočet [MHz] / program	Výkon * [kW]
KARL-MARX-STADT	15E52 50N38	89,8/1 87,75/2A 92,8/2B 97,05/3	
DRESDEN	13E50 51N03	90,1/1 95,4/2A 92,25/2B 97,25/3	
LEIPZIG	12E18 51N12	90,4/1 88,45/2A 93,85/2B 96,6/3	
BERLÍN	13E25 52N31	91,4/1 95,8/2A 99,7/2B 97,65/3	
COTTBUS	14E20 51N46	98,6/2B	
HOHER BOGEN	12E54, 49N15	96,8/1 91,6/2 94,7/3	50 50 50
BROTJACKLRIEGEL	13E13 48N49	92,1/1 96,5/2 94,4/3	
OCHSENKOPF	11E49 50N02	90,7/1 96,0/2 88,0/2 99,4/3	25
WENDELSTEIN	12E01 47N42	93,7/1 89,5/2 98,5/3	
BÜTTELBERG	10E23 49N25	91,4/1 88,2/2 99,3/3	
HOHE LINIE	12E10 49N02	95,0/1 93,0/2 99,6/3	25 25 25
GRÜNTEN ALLGÄU	10E19 47N33	90,7/1 88,7/2 95,8/3	
KREUZBERG-RHÖN	09E59 50N22	98,3/1 93,1/2 96,3/3	
DILLBERG	11E23 49N19	88,9/1 92,3/2 87,6/2 97,9/3	25 25 25 25
W. BERLIN	13E13 52N30	89,6/1 94,3/2 90,2 96,3/3	30 50 50 10
HOFF	11E51 50N08	91,2/2	20
JAUERLING	15E21 48N20	97,0/1 91,4/2 89,4/3	
LICHTENBERG	14E15 48N23	97,5/1 95,2/2 88,8/3	
KAHLENBERG	16E20 48N17	91,9/1 97,9/2 89,9/2 99,9/3	
WACHBERG	14E49 48N39	92,7/1 95,7/2 98,2/3	1 1 1
GAISBERG	13E07 47N48	90,85/1 94,8/2 99,0/3	75 75 75

\*) Není-li uvedeno jinak, má vysílač výkon 100 kW.

Tab. 6. Seznam TV vysílačů vhodných pro dálkový příjem

Název (místo)	Souřadnice	Kanál / program	Výkon [kW] (EIRP)
DRESDEN (WACHWITZ)	13E50 51N03	10V/1 29/2	100 500
LÓBAU	14E42 51N06	27/1 39/2	200 20
K.-M.-STADT (GEYER)	12E52 50N38	8/1 32/2	100 500
LEIPZIG (WIEDERAU)	12E18 51N12	9V/1 22/2	100 500
COTTBUS	14E20 51N46	4(53)/1	60
GÖRLITZ	14E54 51N06	6V/1	0,95
BROCKEN	10E37 51N48	6/1 34/2	100 500
HOHER BOGEN	12E54 49N15	55/1 28/2 59/3	200 200 214
OCHSENKOPF	11E49 50N02	4V/1	100
AMBERG	12E00 49N31	37/2 43/3	280 320
HOFF	11E51 50N08	23/2 57/3	500 500
BROTJACKLRIEGEL	13E19 48N49	7/1 56V/3	100 1
DEGGENDORF	13E00 48N53	33/2 40/3	380 430
DILLBERG	11E23 49N19	6/1	100
REGENSBURG	12E05 49N00	5/1 21/2 42/3	350 370
BAMBERG	11E04 49N54	52/1 24/2 56/3	25 85 90
NÜRNBERG	10E59 49N17	34/2 59/3	400 492
BÜTTELBERG	10E23 49N25	55/1	400
PASSAU	13E26 48N34	30/2 60/3	41 40
HOHE LINIE	12E10 49N02	53/1	75
BAYREUTH	11E39 49N58	30/2 54/3	98 100
SNIEŽNE KOTLY	13E33 50N47	30/1	
KAMINNA GÓRA		35/2	200
ZIELONA GÓRA	15E16 52N21	3/1 29/2	200
WALBRZYCH	16E13 50N47	9/1 32/2	1
WROCŁAW	16E43 50N52	12/1 25/2	150 1000
LUBAŇ		21/1 37/2	
KŁODZKO	16E48 50N15	52/1 38/2	300
ZGORZELEC	15E10 51N09	11/1	3
OPOLE	17E56 50N41	10V/1 23/2	1
KATOWICE	19E01 50N18	8/1 21/2 6/1	265 500 1

(Pokračování tab. 6)

Název (místo)	Souřadnice	Kanál / program	Výkon [kW] (EIRP)
KRAKOW	20E08 49N56	10/1 2V/2	200 1
TARNOW	21E01 49N59	22/2	1000
RZESZOW	21E48 49N48	12V/1 29/2	100 10
JAUERLING	15E21 48N21	2/1 21/2	60 800
KAHLENBERG	16E20 48N17	5/1 24/2 34/2	100 1000 50
LICHTENBERG	14E15 48N23	6/1 43/2	100 800
GAISBERG	13E07 47N48	8/1 32/3	100 800
WEITRA-WACHBERG	14E49 48N39	58/2	100

Název (místo)	Souřadnice	Kanál / program	Výkon [kW] (EIRP)
SCHÄRDING	13E29 48N31	45/1 51/2	4
AIGEN		23 26	
GALGENBERG	16E35 48N43	43/2 51/1	10 10
SOPRON	16E34 47N40	9V/1	0,5
GYÖR		35/1	
BUDAPEST	18E59 47N30	1/1 24/2	20 40
KEKES	20E01 47N52	8/1 36/2	4
TOKAJ	21E23 48N07	4V/1 26/2	20 20
KABHEGY	17E39 47N07	12/1 22/2	20 40

Ve sloupci „Kanál“ značí V vertikální polarizaci signálu

Tab. 7. Seznam čs. vysílačů

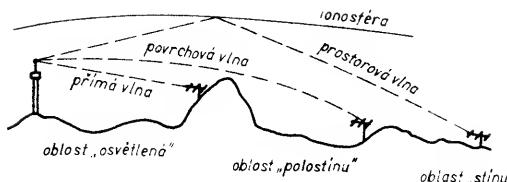
Kraj	Název vysílače	Stanoviště	1. program	2. program
Praha-město Středočeský	Praha-město Praha	Petřín Cukrák	K7 K1 2,5 kW 30	K24 K26 15 kW 50
Jihočeský	Č. Budějovice Vimperk	Klet Mařský vrch	K2 — 10	K39 K32 20 5
Západočeský	Plzeň Plzeň-město Cheb Cheb Jáchymov Domažlice Klatovy Sušice	Krašov Krkavec Zelená hora Zelená hora Klínovec Vranní vrch Barák Svatobor	K10 — K8/V K26 K7 K12 K6 K9 10 0,1 5 0,3 0,2 0,3 0,1	K34 K31 K36 — K38 K24 K22 K35 5 20 5 20 5 5
Severočeský	Ústí n. L. Liberec	Buková hora Ještěd	K12/H K8/V 10 2,5	K33 K31/V/H 20 5
Východočeský	Hradec Králové Trutnov Rychnov n. Kn.	Krásné Černá hora Litický chlum	K6 K11/V 10 0,2 —	K22 K23 K28 20 20 5
Jihomoravský	Brno Brno-město Jihlava Třebíč Gottwaldov Uherský Brod Mikulov	Kojál Barvíčova Javorice Klučovská hora Tlustá hora Velká Javorina Děvín	K9 — K11/V — K41 K21 20 2,5 — 2 0,8 —	K29 K35 — K28 K22 — K26 20 2 — 10 5 — 10
Severomoravský	Ostrava Jeseník Olomouc Nový Jičín Val. Meziříčí Frýdek-Místek	Hoštálkovice Praděd Radíkov Veselský kopec Radhošť Lysá hora	K1 K4 — — K6/V 10 2 — 0,1 —	K31 K36 K33 K34 — 20 20 2 5 — K37 20
Západoslovenský	Bratislava Nové město n. V. Nové Mesto n. V. Trenčín Štúrovo Borský Mikuláš	Kamzík Velká Javorina Velká Javorina Nad Oborou Modrý vrch Dubník	K2 K12/V K21 K10/V K9/V 10 0 10 0,6 0,1 —	K27 K39 — K23 — 20 20 — 5 — K37 5
Středoslovenský	B. Bystrica Žilina Ružomberok Námestovo Lučenec Modrý Kameň	Suchá hora Križava Úložisko Magurka Blatný vrch Španí laz	K7 K11/V K9 K4 10 5 0,6 0,6 — —	K32 K35 K27 K29 K33 K21 50 20 2 5 5 5
Východoslovenský	Košice Košice-město Poprad Bardejov	Dubník Šibená hora Kráľova Hola Magura	K6/V — K5 K4 10 — 10 1	K25 K21 K30 K37 50 0,2 20 5

dálkový příjem a v tab. 7 čs. vysílače. Kanály jsou číslovány podle příslušné soustavy.

## 2. Šíření elektromagnetického vlnění prostorem

Elektromagnetické vlny se šíří od vysílače několika základními způsoby, obr. 1. Na přímou viditelnost, tedy od vysílače k obzoru, se šíří vlna **přímá** (tzv. rádiový obzor je ve skutečnosti vždy dalej než obzor optický). Za obzor se šíří vlna **povrchová**. Tato vlna kopíruje zemský povrch a tudíž překonává různé překážky — hory, budovy, vegetaci. Povrchová vlna je vlastně vlnou přímou, která se vlivem nehomogenity prostoru ohýbá směrem k zemskému povrchu a tím dospěje i daleko za obzor. Ovšem vlivem překážek její intenzita ubývá rychleji, než by odpovídalo vzdálenosti od vysílače. Dalším druhem vlny, která se šíří od vysílače, je vlna **prostorová**. Tato vlna postupuje šikmo vzhůru a podle kmitočtu se odraží od některé z vrstev ionosféry zpět k povrchu, popř. se vůbec neodráží a šíří se dál do kosmu. Ionosféra je oblast ionizovaných plynů, skládajících se z volných iontů a z elektronů. Je tedy částečně vodivá a má jiné elektrické vlastnosti než okolní atmosféra. Volné elektrony vznikají v atmosféře hlavně působením slunečního záření. Na ionizovatelnost atmosféry má vliv i teplota, tlak a také chemické a fyzikální složení. Ionosféra se skládá ze čtyř základních vrstev — D, E, F<sub>1</sub>, F<sub>2</sub>, přičemž vrstva D je nejblížší k povrchu, obr. 2. Čím je vrstva výše, tím více je ionizována. Každá vrstva je ionizována nejvíce uprostřed. Na rozhraní ionizované vrstvy mění vlna směr šíření, přičemž změna směru je větší při větší vlnové délce a zvětšuje se se stupněm ionizace. Vrstva D je ve výši 60 až 80 km. Odráží velmi dlouhé vlny ( $\lambda = 700$  m) a to pouze ve dne, protože po západu Slunce zaniká. Kratší vlny ( $\lambda = 80$  m) odráží vrstva E ve výšce 100 až 120 km, která je velmi stálá, její stupeň ionizace se mění nejen během dne, ale i během roku. Naproti tomu vrstva F je značně nesourodá a neklidná a existuje prakticky pouze v zimních měsících, v noci, ve výšce asi 220 km. V letních měsících se vytvářejí dvě vrstvy F — vrstva F<sub>1</sub> ve stejně výšce, která odráží vlny nad 50 m, a vrstva F<sub>2</sub> ve výšce 300 až 400 km odrážející vlny do 10 m. Vlny kratší se za obvyklých podmínek od žádné vrstvy neodrážejí. Stupeň ioniza-

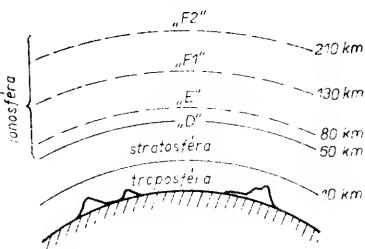
Obr. 1. Šíření vln z vysílače a oblasti příjmu



ce ve všech vrstvách závisí na sluneční aktivitě a podléhá tedy periodickým změnám hlavně vlivem jedenáctiletého cyklu zvýšené sluneční aktivity. Vliv sluneční činnosti se projevuje i nepřímo vznikem magnetických bouří a polárních září, které pak ovlivňují mříu ionizace.

Šíření vln z vysílače pomocí vlny přímé, povrchové a prostorové bylo podáno velmi zjednodušeně. Cesta signálu je mnohem složitější. Všimněme si nejprve situace blízko vysílače. Zde se uplatňuje vlna přímá, která ovšem nedospěje na anténu jen cestou nejkratší, ale i po mnoha odrazech od zemského povrchu. Vlny přímé se setkávají s vlnami odraženými a podle toho v jaké fázi jednotlivé složky jsou, se sčítají nebo odčítají. V důsledku toho vzniká v blízkosti vysílače tzv. oscilační pole — střídání maxim a minim intenzity pole. Maxima a minima se střídají s výškou antény nad povrchem, jsou méně výrazné se zvětšující se vzdáleností od vysílače. V blízkosti vysílače je tedy pole značně nehomogenní.

Za obzor dospějí vlny především vlivem ohybu nad kulovým povrchem Země a lomem ve vrstvené atmosféře. S výškou se zmenšuje hustota ovzduší a rovněž tak index lomu, proto fázová rychlosť vlnění roste s výškou. Tím se čela vln naklánějí kupředu a paprsky (směry šíření) se zakřivují směrem k zemi. Tímto způsobem se zvětšuje dosah vysílače za oblast viditelnosti. Někdy je lom paprsků tak silný, že lomený paprsek prudce mění směr a vrací se k Zemi — tzv. zrcadlení. Přes překážky se šíří elektromagnetické vlnění především ohybem. Vlny se ohýbají za překážky o rozmezích několik  $\lambda$ . Směrem k vyšším kmitočtům (menší  $\lambda$ ) se vlny ohýbají hůře a stíny jsou stále ostřejší. Překážkami, které vlny překonávají ohybem, jsou nejen horské hřbety a kopce, ale za překážku lze pokládat i zakřivený (kulový) povrch Země. Čím jsou vlny delší, tím hlouběji za horizont pronikají. Podle toho rozlišujeme oblast osvětlenou, v polostínu a ve stínu, obr. 2. Do oblasti stínu pronikají pouze vlny dlouhé a střední. V oblastech polostínu a stínu je příjem také umožněn rozptylem vlnění v troposféře nebo i v ionosféře. Následkem turbulencí atmosféry vznikají v troposféře (2 až 12 km nad povrchem) tzv. „bubliny“ — rozptylová centra. Na bublinách se vlivem odlišnosti indexu lomu vlnění odráží a rozptyluje do všech směrů. Šíření vln rozptylem v troposféře je větší při vyšším kmitočtu (UHF). Rozptylová centra vznikají



Obr. 2. Průřez atmosférou a složení ionosféry

i v ionosféře v místech nestejnorodsti vrstvy. Poruchy homogenity vznikají hlavně ve vrstvě E. Ionosférický rozptyl byl pozorován především u kmitočtů 25 až 60 MHz s dosahem až 2000 km. K rozptylu dochází i v drahách meteorů, které po vniku do atmosféry zanechají po dobu několika sekund dlouhou stopu ionizovaného plynu. Meteorů vniká do atmosféry nespočetné množství a tak je možné často (i když nikoli nepřetržitě) pozorovat ionosférický rozptyl i v pásmu FM.

Jak je vidět, do místa příjmu může signál dospat různými způsoby. Velmi často dospat na anténu jak vlna povrchová, tak i prostorová. Obě vlny dorazí po různě dlouhých trasách a je mezi nimi fázový rozdíl, který se nezáostí ionosféry a ději v nejnižších vrstvách atmosféry mění. V důsledku toho příjem kolísá podle toho, jak se obě vlny sčítají či odčítají. Obě vlny se mohou i zrušit, vzniká tzv. interferenční únik, který může trvat od zlomku sekundy až po několik minut. Často je únikem postižena pouze část kmitočtového pásmá modulované vlny. Projeví se to silným zkreslením zvuku, u televizního přijímače může zmizet zvuk i při dobrém obrazu a obráceně. Tomuto jevu říkáme selektivní únik. Únik jako takový nastává i v místech, kam dospat pouze jedna vlna.

## 2.1 Zvláštní způsoby šíření vln

Při abnormálních podmínkách nastávají někdy v atmosféře jevy, které umožňují příjem velmi vzdálených vysílačů. K těmto jevům patří vznik atmosférického vlnovodu popř. teplotní inverze a vznik sporadické vrstvy E, která odráží i ty vyšší kmitočty, které za běžných podmínek pronikají i nejvyššími vrstvami ionosféry. Atmosférický vlnovod vzniká, vytvoří-li se v atmosféře několik ostře ohrazených vrstev o různé teplotě, tedy i různé hustoty. Vlnění pak může postupovat vlnovodem tvořeným buď dvěma vrstvami, které mají značně jinou relativní permittivitu  $\epsilon_r$  než okolí, nebo vlnovodem vzniklým mezi jednou takovou vrstvou a zemským povrchem. „Pravý“ atmosférický vlnovod, který vede ploché paprsky podobně jako vlnovod mikrovlnný, vzniká nejčastěji nad mořskou hladinou. Vlny se pak mohou šířit na vzdálenost až několika tisíc km. Rídceji vznikne vlnovod i nad zemským povrchem, který se ochlazuje vyzařováním za jasných nocí, přičemž v určité výšce se teplota vzduchu nemění. Vzniká tzv. teplotní inverze a mezi povrchem Země a rozhraním různě teplých vzdušných mas pak vzniká vlnovod. Častěji však vzniká v atmosféře pouze jedno ostré rozhraní vrstev různými relativními permittivitami, od kterého se pak vlny odrážejí na vzdálenost několika set km. Odrážení na velké vzdálenosti může vznikat i na občasných (sporadicke) vrstvě E, která se utváří i ve výškách někdy až 1500 až 2400 km. Vznik této vrstvy je čistě náhodný. Vrstva se skládá z velmi ionizovaných oblaků plynů, které způsobují dočasný odraz metrových vln (především do 100 MHz).

## 2.2 Šíření elektromagnetických vln v pásmu VHF (metrové vlny)

Prostorová vlna se v pásmu VHF za běžných podmínek neuplatňuje. V místě příjmu zpracováváme tedy vlnu povrchovou, jejíž intenzita kolísá vlivem povětrnostních podmínek a ději v nejnižších vrstvách atmosféry. Tlumení povrchové vlny proměnlivým stavem nízkých vrstev je větší než tlumení prostorem, které je relativně malé a způsobuje to, že i odražené signály se šíří velmi dobře a to hlavně u kmitočtů do 100 MHz. Vlny v pásmu VHF podléhají i ohybu na překážkách a lomu v atmosféře. Oba tyto jevy se zmenšují se zvyšujícím se kmitočtem, tzn., že se se zvyšujícím se kmitočtem stíny za překážkami prohlubují a rozdíly v intenzitě pole jsou větší.

Ve vzdálených oblastech příjem VHF tedy kolísá a velmi závisí na povětrnostních podmínkách. Musíme počítat s úniky, které jsou podmíněny i tím, že na anténu přichází kromě hlavního i odraženého signálu, jejichž fáze se mění. Při vysokém tlaku se příjem zlepšuje. U nižších kmitočtů se příjem lepší i vlivem mlhy, kdy se sice mírně zvětší absorpcie prostředím, ale zvětší se odrazovost přírodních překážek a spodních vrstev atmosféry. Dobrý příjem lze očekávat při stabilní atmosféře, která zvětšuje intenzitu pole vlivem šíření v atmosférických vrstvách (především v oblasti vysokého tlaku a na jejich okrajích). Přítomnost tlakové výše zvyšuje hlavně v podzimních a jarních měsících pravděpodobnost vzniku teplotní inverze a atmosférických vlnovodů. Velmi stabilní stav atmosféry sice rapidně zvětšuje intenzitu pole, ale je také doprovázen sice méně častými, ale hlubokými a dlouhými úniky (až 40 dB). Krátkodobé úniky vznikají spíše v případě dobré promíšené atmosféry (nízký tlak, studený vzduch).

Rušení příjmu vzdálenými vysílači se zvětšuje se snižujícím se kmitočtem, což je patrné hlavně u příjmu FM-CCIR. Stejně tak se uplatňuje i odraz od letadel. Za mimořádných podmínek vznikají nepravidelné odrazy vln od ionosféry a to v letních měsících od sporadické vrstvy  $E_s$  a v zimních měsících od vrstvy  $F_2$ , což umožní příjem velmi vzdálených vysílačů.

## 2.3 Šíření vln v pásmu UHF (decimetrové vlny)

V pásmu dm vln se uplatňuje výhradně vlna povrchová, neboť odraz prostorové vlny od ionosféry je ještě výjimečnější. V pásmu UHF je šíření vln znatelně přímočařejší, protože ohyb přes překážky a lom v atmosféře se uplatňuje velmi málo. Tím vznikají velmi hluboké stíny a místa (i velmi blízko u sebe) s velkým rozdílem v příjmu. Dosah vysílače je proto menší. Tlumení prostředím je také větší, více tlumený jsou proto i odrazy od přírodních překážek a budov a méně se uplatňuje rušení vzdálenými vysílači. Ovšem dnešní síť vysílačů je tak hustá, že se pravděpodobnost rušení zvětšuje. Počítivost odrazových ploch je sice větší, ale decimetrové vlny se odrážejí i od malých překážek, proto jsou odrazy slabší, ale je jich více, hlavně v blízkosti

vysílače (oscilační pole sahá až do vzdálenosti 20 km od vysílače).

Na šíření decimetrových vln má vliv i stav nejnížších vrstev atmosféry, protože i signály UHF se lomí a odrážejí na rozhraní vrstev s různou permittivitou. Navíc se uplatňuje šíření vln rozptylem ve spodních vrstvách atmosféry. Rozptylová centra s odlišnou hustotou mohou mít průměr i 10 m. Tedy i v tomto pásmu dospěje signál od místa příjmu různými cestami a výsledkem je nepravidelné rozložení intenzity pole a výskyt úniků. Stabilní je příjem při klidné atmosféře, kdy se zvětšuje úroveň signálu vlivem šíření vlnění v atmosférických vrstvách. Zvětší-li se při velmi stabilní atmosféře (vysoký tlak a teplotní inverze) prudce intenzita pole, musíme za těchto podmínek počítat s občasnými hlubokými úniky. Hustý dešť a mlha zvyšují absorpcii a tudíž způsobí zmenšení úrovně signálu. Ovšem nízký opar, zpravidla doprovázený vysokým tlakem a teplotní inverzí, příjem zlepšuje a hlavně v podzimních měsících způsobuje nepříjemné rušení velmi vzdálenými vysílači. Obecně však vysoký tlak a suchý vzduch příjem mírně zhorší. To se projeví např. při déle trvajícím suchu, kdy se intenzita signálu pomalu zmenší a s náhlou změnou počasí (dešť) se rychle zvětší.

#### Shrnutí

Shrneme-li poznatky o šíření vln, můžeme konstatovat, že příjem, na jaký jsme zvyklí (nebo jaký požadujeme), můžeme očekávat při stabilnějším stavu atmosféry. Při extrémně nízkém či vysokém tlaku, při velké změně vlhkosti nebo např. při střetu teplé a studené fronty se intenzita pole zmenší nebo zvětší. Tyto podmínky nastávají na jaře v ranních hodinách a na podzim, kdy se často udrží po celý den. Obecně platí, že čím je lepší viditelnost, tím jsou podmínky pro dálkový příjem horší. Extrémně průzračná přízemní vrstva vzduchu většinou znamená intenzívní proudění, čili neklidný stav atmosféry. Kromě hlavního signálu dospěje na antény i několik signálů odražených. Kvalita příjmu je pak závislá od toho, do jaké míry je hlavní signál dominantní — je-li pouze mírně silnější, pak příjem vlivem odrazů velmi kolísá a vyskytuje se úniky; je-li podstatně silnější, je naopak příjem stabilnější.

Zajímavý je vliv denní doby a soumraku. U některých vysílačů v pásmu UHF je příjem po západu Slunce lepší a dále se zlepšuje, u některých je příjem naopak lepší v odpoledních hodinách. Příjem vzdálených signálů FM CCIR je zpravidla v poledních hodinách nejhorší a po setmění se zlepší. S přibývající nocí se příjem zlepšuje a nejlepší je v časních ranních hodinách. Souvisí to se snížením sluneční aktivity (zklidňuje se atmosféra) — to platí hlavně pro signály, které i za normálních okolností trpí úniky. Příjemové podmínky se mění i během roku. Zpravidla nejhorší příjem je v lednu a v únoru, a to jak v pásmu VHF, tak v UHF. Intenzita signálu je v této době nejmenší, u vysílačů, jejichž signály kolísají, se zmenší počet úniků. V jarních měsících se úroveň signálu zvětšuje, ale zvětšuje se i její kolísání během dne. V letních měsících jsou signály v pásmu UHF mírně větší a

kolísání signálu je menší ve večerních hodinách.

Intenzita signálů FM trpících úniky v létě značně kolísá a příjem se stabilizuje až v nočních hodinách. S nastávajícím podzimem se příjem v FM v odpoledních a večerních hodinách lepší, úniků ubývá. Na sklonku podzimu jsou četné podmínky pro mimořádný příjem a to i u televize. Začátkem prosince se intenzita prudce zmenší a stav atmosféry se stabilizuje. V daném místě jsou ovšem příjmové podmínky ovlivňovány specifickými rysy krajiny, blízké i vzdálené. Velký vliv mají vodní toky, které způsobují silné odrazy. Některé vodní plochy se uplatňují až po zamrznutí, což může výrazně zlepšit příjem právě v lednu a v únoru.

#### Závěry

Šíření elektromagnetických vln je děj velmi složitý, který nelze obecně popsat a předpovědi pro dálkový příjem mohou být často zcela odlišné od skutečnosti. Jaký vliv může mít tvar reliéfu krajiny na příjmové podmínky si ukážeme na příkladech dálkového příjmu některých vysílačů v Praze. Při pohledu na mapu Čech vidíme, že téměř celé pohorí je tvořeno souvislými masivy pohoří, což s ohledem na malou nadmořskou výšku Prahy nevěstí nic dobrého. Signálům z NDR stojí v cestě Krušné, Jizerské a Lužické hory. Signály z jihozápadu musí překonat Brdy a situace pro jižní až jihozápadní signály není rovněž příznivá. Nejlépe vypadá situace pro signály z PLR. Vysílače Sniežné Kotly a Kamienna Góra v Krkonoších, v poměrně velké nadmořské výšce, jsou pro některá místa v Praze dokonce „přímo viditelné“! Příjmové podmínky tomu odpovídají a kromě kolize K30 s vysílačem Ještěd je jediným neduhem příjmu přítomnost silných odrazů, způsobujících svislé pruhy uprostřed obrazovky, duchy posunuté o polovinu obrazu. Jelikož se tyto odrazy šíří ve stejném směru jako přímý signál a jsou pro Prahu a okolí prakticky neodstranitelné, vznikají pravděpodobně v těsné blízkosti vysílače, nebo na dominantní překážce poblíž spojnice místa příjmu a vysílače. Poněkud horší je situace pro příjem vysílačů NDR. Většina signálů se šíří ohybem přes pohraniční pohoří. Příjmové podmínky jsou velmi odlišné. Všeobecně lepší jsou v západní části Prahy, kde např. na Petřinách lze přijímat téměř 20 rozhlasových stanic stereofonně. Přijímat televizi je možné z vysílačů Drážďany a Lóbau. Signály z drážďanského vysílače jsou v západní části Prahy velmi silné a stabilní. Jejich šíření zřejmě ovlivňuje tok Labe. Ovšem v ostatních částech Prahy je příjem na K29 podstatně horší, nekdy nemožný a je rušen vysílačem Zelená hora (K29 — PLR). Stejně tak příjem vysílače Lóbau je výborný pouze na Petřinách a v některých částech severozápadní Prahy. Jinde většinou signál na K27 „zániká“ v silném místním signálu (K26) a např. na sídlišti Dědina nezaregistrováme tento vysílač ani v pásmu FM. Na šíření signálů se příznivě podílí soutok Labe s Vltavou. Signály, které se odrážejí od vodních ploch jsou totiž velmi silné, stabilní a zcela minimálně závisí na počasí. Zajímáme-li se o příjem programů z vysílače Hoher Bogen, vidíme na mapě, že signálům z tohoto vysílače stojí v cestě pohoří Brdy. Západní část Prahy je zastíněna

méně než část jižní a jihozápadní. Proto se lze domnívat, že např. na Petřinách a v Bílé Hoře bude příjem nejlepší. Situace je však zcela opačná a v jižní části Prahy je příjem snazší a stabilnější, někdy je možný i na okenní anténu. V uvedených oblastech je příjem tohoto vysílače velmi příznivě ovlivněn směrem toku Berounky a jejím soutokem s Vltavou. Ohýbající se signál přes Brdy je proto veden jakýmsi vlnovodem. Tok Vltavy se příznivě uplatňuje i pro signály z jihu, hlavně z vysílače Jauerling, který lze dobře přijímat i v pásmu UHF např. v okolí Strahova. Rovněž vysílač Wachberg-Weitra, který má velmi malý výkon, dospěje do Prahy díky dobré odrazovosti vodních ploch (Vltava, jihočeské rybníky). Na sídlištích Řepy a Dědina lze tento K58 přijímat mnohdy lépe než K59 a signál, i když je poměrně slabý, patří mezi nejstabilnější. Jak je vidět, dálkový příjem je nevyzýpatelný a některé signály dospějí těžko vysvětlitelným kanálem i do míst, kde by to nikdo nečekal, příkladem je trvalý a velmi dobrý příjem i na okenní anténu vysílače Amberg na sídlišti Dědina.

#### 3. Antény

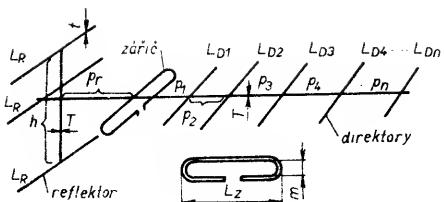
Bez antény se neobejde žádný příjmač. Špatná anténa vždy degraduje parametry špičkového zařízení. Proto jsme-li ochotní dát značnou sumu za kvalitní tuner či televizor, musíme se postarat o to, abychom předností našeho zařízení co nejvíce využili. Dobrá anténa je žádoucí jak pro dálkový, tak i pro místní příjem.

##### 3.1 Yagiho anténa

Princip funkce „yaginy“ byl již dostačně popsán, zde je na místě vyzdvihnut charakteristické vlastnosti této antény, její elektrické parametry a příklad konstrukce, což je nutné pro pochopení problematiky a pro řešení problémů, kde se pracuje s diagramy příjmu anténních soustav. Řada laiků si dnes anténu představuje příliš ideální, např. takovou, která umožní příjem signálů ze všech stran, nebo obráceně takovou, která zachycuje signál pouze z jednoho směru. Yagiho anténa, obr. 3, má své specifické vlastnosti, které charakterizujeme hlavními elektrickými parametry:

1. Směrovost, nebo zisk  $G$ , který udává, kolikrát silnější signál antény dodá v porovnání nejčastěji s půlvlnným dipolem.
2. Úhel příjmu v obou rovinách. Je to úhel, v jehož ose leží i osa antény a osa hlavního laloku. Vychýlime-li osu antény na jeden z okrajů úhlu, zmenší se její zisk o  $3 \text{ dB}$ . Odtud označení pro úhel příjmu  $\theta_3$ . Někdy se udává úhel pro pokles  $10 \text{ dB}$  —  $\theta_{10}$ .
3. Činitel zpětného příjmu (záření) —  $\text{ČZP}$ . Udává, kolikrát slabší signál anténa dodá, je-li k vysílači otočena „zády“, než při správné orientaci.
4. Úroveň a charakter postranních laloků. Nejčastěji se udává rozdíl zisku hlavního a prvního postranního laloku. Někdy se udává tzv. činitel postranních laloků —  $\text{CPL}$ .
5. Impedance antény. Nejčastěji je  $300 \Omega$ . V jakém poměru je skutečná impedance menší či větší udává  $\text{CSV}$  — činitel stojatého vlnění.

Zisk  $G$ ,  $\text{ČZP}$  a  $\text{CPL}$  se udávají v  $\text{dB}$ . Názornějším vyjádřením směrových vlastností antény je grafické vyjádření



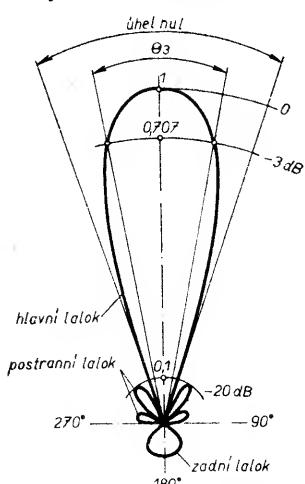
Obr. 3. Yagiho anténa a její rozměry

směrové charakteristiky, nejčastěji v polárních souřadnicích, obr. 4. Uvedený diagram je napěťový a určíme z něj jak velikost úhlu příjmu  $\theta_3$ , tak velikost postranních laloků, včetně zadního (ČZP). V některých důležitých aplikacích nás zajímá i rozmístění minimu příjmu. Proto se někdy udává tzv. úhel nul, což je úhel mezi prvními postranními minimy. Úhel nul je zhruba dvojnásobný než úhel  $\theta_3$ .

Všechny uvedené elektrické parametry antény Yagi spolu úzce souvisejí a jsou určeny geometrickými rozměry antény (obr. 3). Dlouhá Yagiho anténa se skládá ze soustavy zářící — reflektoru a ze soustavy direktorů. Každá ze soustav má rozhodující vliv na jiné elektrické parametry. Všimněme si nejprve soustavy zářící — reflektoru, a to obou jejich částí samostatně.

Funkce reflektoru spočívá v soustředění elektromagnetické energie (vyzářené dipolem) podél direktorové řady. Reflektor tedy odraží energii zpět a tudíž má rozhodující vliv na to, do jaké míry bude anténa citlivá na příjem signálů zezadu. Délka reflektoru je asi  $0,6\lambda$ , od zářice je vzdálen o  $p_r = 0,15$  až  $0,25\lambda$ . Tato vzdálenost není kritická. —Délka reflektoru se volí tak, aby i na dolním kmitočtu pracovního pásma měla anténa ještě dobrý ČZP. Jedním reflektorem, který má povahu laděného prvku, lze dosáhnout velkých ČZP, ale pouze v úzkopásmových aplikacích. Aby se dosáhlo dobrého ČZP v širším pásu, používá se reflektor několíkaprkový s délkou prvků 0,55 až  $0,6\lambda$ ; takový reflektor již nemá charakter laděného prvku. U některých antén se používá mnohaprková reflektorová stěna, tento druh reflektoru je značně širokopásmový. Zvláštním případem je úhlový reflektor, který se používá u širokopásmových Yagiho antén. Přispívá ke zvětšení zisku antény na nejnižších kanálech pracovního pásma.

Základem antény je dipol (zářič). Nejčastěji se setkáváme s dipolem půlvlnným, a to skládaným. Je to



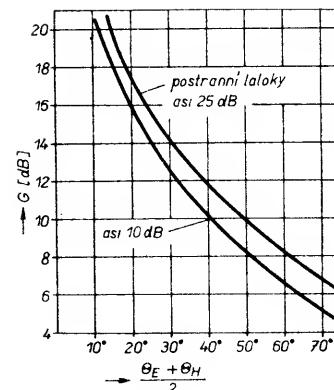
Obr. 4. Směrový diagram antény v polárních souřadnicích

vlastně nejjednodušší anténa se ziskem  $G = 0 \text{ dB}$ . Jeho tvar ani rozměry nemají vliv na charakter směrového diagramu, ale jsou určující pro impedanci antény. Ta je velmi důležitá, protože je jakýmsi prostředníkem při předání přijmuté energie a jakékoli nepřizpůsobení se projeví ztrátami. Na impedanci antény nemá vliv pouze samotný dipol, ale určující jsou i nejbližší pasivní prvky. Cílem je anténa úzkopásmovější a kratší (prvky jsou velmi blízké  $0,5\lambda$ ), tím je vliv větší. Z pasivních prvků má největší vliv 1. direktor, tzv. kompenzační direktor. To proto, že impedance navržené antény se často dodařuje právě dvojicí zářic — kompenzační direktor. Tento direktor je od dipolu vzdálen o  $p_1 = 0,03$  až  $0,1\lambda$  a slouží tedy k dodádání impedance zářice po doplnění direktorovou řadou na celou anténu. Na minimální ČSV se pak anténa dodařuje malou korekcí  $p_1$ .

V praxi se setkáváme i s dipolem celovlnným, jehož  $G = 1,7 \text{ dB}$ . Tento zářič se používá hlavně u širokopásmových antén na UHF a to v kombinaci s úhlovým reflektorem. Celovlnný dipol na rozdíl od dipolu  $\lambda/2$  ovlivňuje směrové vlastnosti antény a to především na spodním okraji pracovního pásma, kde spolu s úhlovým reflektorem zvětší zisk až o  $1,5 \text{ dB}$ . Na horním konci pásma je přírůstek zanedbatelný.

Další, neméně důležitou částí antény, je direktorová řada. Directory mají rozhodující vliv na směrové vlastnosti antény. Tyto prvky délky  $\lambda/2$  vytvářejí prostředí s „umělým“ dielektrikem (vzduchový prostor) a v tomto prostředí vedou povrchové elektromagnetické vlny. Povrchové vlny se šíří direktorovou řadou určitou fázovou rychlostí, která je menší než ve volném prostoru. Velikost fázové rychlosti je úměrná velikosti zisku. Pro anténu o určité délce lze stanovit optimální fázovou rychlosť pro maximální zisk. Bude-li tato rychlosť jiná, zisk bude menší. Fázová rychlosť se zvětšuje se zkracováním direktorů a zvětšováním rozteče mezi nimi. Zmenšuje se se zvyšujícím se kmitočtem a průměrem direktorů. Nemusí být tedy podél celé řady konstantní. Optimální fázové rychlosti povrchové vlny dosáhneme vhodnou kombinací počtu, délky a rozteče direktorů.

Zisk antény se zvětšuje s fázovou rychlosťí povrchové vlny. Z toho plyne, že zisk antény se bude zvětšovat s její délkou, obr. 5. Od délky asi  $4\lambda$  se však zisk zvětšuje velmi pomalu a takto extrémně dlouhé antény jsou neekonomické. V praxi se skutečný zisk pohybuje v oblasti vymezené oběma křivkami. Měřit zisk je náročné a proto se v praxi zisk vypočítává ze směrového diagramu. Prakticky postačuje znát úhel příjmu pro pokles  $3 \text{ dB}$  v obou

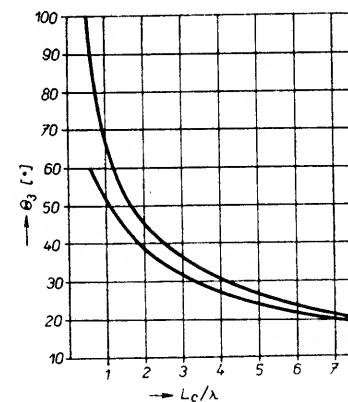


Obr. 6. Určení zisku ze směrového diagramu (uvažuje se průměrná velikost úhlu v obou rovinách)

rovinách nebo úhel nul — pak lze zisk zjistit z obr. 6. Někdy je obtížně i měřit úhly v obou rovinách, pak lze využít grafu na obr. 7.

Na závěr této teoretické části o vlastnostech Yagiho antény shrnme nejdůležitější poznatky takto:

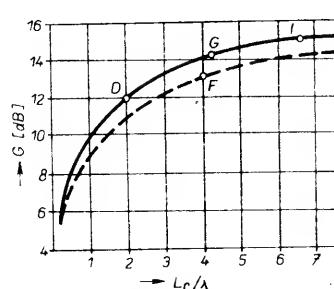
- Směrové vlastnosti antény jsou dány provedením direktorové řady. Zisk antény se zvětšuje s její délkou, nikoli s počtem prvků, a je těsně spojen s velikostí úhlu  $\theta_{3E}$ ,  $\theta_{3H}$ .
- Abychom využili směrových vlastností, musíme anténu impedančně přizpůsobit. Rozhodující vliv na impedanci antény má zářič a v druhé řadě jeho nejbližší okolí, zvláště kompenzační direktor.
- Reflektor odráží elektromagnetickou energii zpět a počet jeho prvků ovlivňuje předozadní poměr (ČZP).



Obr. 7. Vztah mezi úhly příjmu v obou rovinách a délkou Yagiho antény (v oblasti maximálního zisku)

### 3.2 Jaké typy Yagiho antén budeme používat?

Během mnohaleté praxe jsem vyzkoušel různé antény zkonstruované podle doporučených návodů. Šlo většinou o antény, jejichž rozměry byly udány pro různé skupiny kanálů — nevždy dávaly antény uspokojivé výsledky. Zisk některých antén byl porovnáván se ziskem antén změřených a publikovaných v AR (pomocí indikace AVC a útlumových článků jsem zisk měřené antény porovnával se známou, referenční anténou). Zisk několika antén jsem odvodil od změřeného úhlu nul. U některých antén byly zjištěny



Obr. 5. Maximální zisk Yagiho antény v závislosti na délce ( $L_c$ )

parametry (byť i méně přesně určené) smutným rozčarováním, mnohdy jsem kontrolou směrového diagramu zjistil, že ta či ona anténa má např. posunuté pracovní pásmo apod.

Zásadní obrat v tomto směru učinil Jindra Macoun, který propracoval a ověřil několik druhů Yagiho antén a výsledky práce publikoval v AR B1/82. Při správném použití dávají antény velmi dobré výsledky. Proto přetiskujeme tabulku vybraných antén Yagi od J. Macouna s jejich elektrickými parametry. Rozměry antén jsou vyjádřeny ve vlnových délkách nejvyššího kmitočtu pracovního pásmá. V tab. 8 je celkem 9 druhů antén — A až I, které jsou typově stručně charakterizovány. Např. 12Y2-0,92 = jde o anténu „D“, což je 12prvková anténa Yagi dlouhá  $2\lambda$  a s šírkou pásmá  $\Delta f = f_{\min}/f_{\max} = 0,92$ . Kromě běžně udávaných elektrických parametrů jsou v tabulce i doporučené rozteče antén v soustavě ( $S_E$  — horizontální,  $S_H$  — vertikální) a úroveň prvního postranního maxima v obou rovinách (1.p.L<sub>E,H</sub>).

#### Stručný popis antén z tab. 8

**A** — Anténa má široké pracovní pásmo, v němž bylo dosaženo velmi dobrého přizpůsobení a velkého ČZP za cenu poněkud menšího zisku. Byla původně navržena pro I. pásmo. Po přepočtu průměrů ji lze realizovat i na UHF.

**B** — Velmi podobná anténa navržená pro užší pásmo než předchozí (II. pásmo). Má velmi dobré parametry a je osvědčená na pásmech VKV-FM. Lze ji realizovat i na ostatních pásmech bez přepočtu průměrů ( $t = 3$  až 2 mm pro UHF).

**C** — Úzkopásmová anténa navržená podle Chenga. Každý prvek je rozmerově optimalizován; anténa je navržená pro nevodivé ráhno.

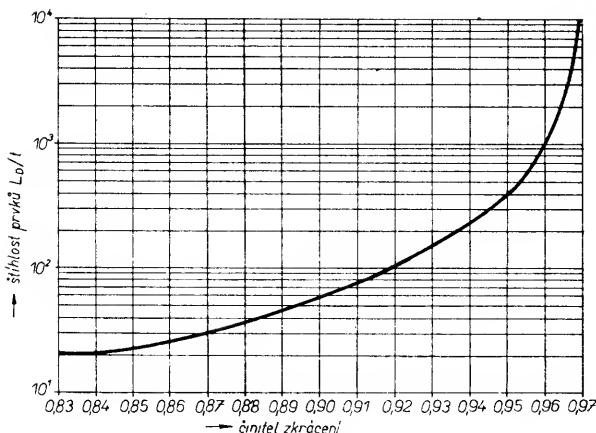
**D** — Univerzální anténa velmi výhodných vlastností. Postupně se zkracujícími direktory a zvětšujícími se roztečemi se dosáhlo toho, že anténa má dobře potlačené postranní laloky. Je dostatečně širokopásmová a bez patrného zhoršení parametrů využívá i na nižších kmitočtech, než je její pracovní pásmo (až na 0,88). Lze ji použít i pro pásmo FM-CCIR. Je velmi vhodná pro použití v anténních soustavách pro UHF (hlavně IV. pásmo). V pásmu UHF ji lze při délce 1,1 až 0,7 m výhodně uchytit až za reflektorem a upevnit na okenní rámu.

**E** — Anténa téměř shodná s typem „D“, ale poněkud delší. Je výborně přizpůsobená — ČSV = 1,3 pro šířku pásmá 0,9. Lze ji realizovat pro III. pásmo. Opět velmi vhodná pro anténní soustavy v pásmu UHF.

**F** — Je určena pro oblasti kanálů na UHF. Má výborné elektrické parametry včetně velkého ČZP, daného trigonálním reflektorem. Vhodná nejen jako individuální, ale i pro anténní soustavy.

**G** — Anténa s konstantní roztečí od  $p_3$ , s úzkopásmovým charakterem. Má poněkud větší postranní laloky než anténa F, její zisk je však při dané délce maximální. Tato anténa s délkou  $4,14\lambda$  představuje ekonomické maximum realizovatelnosti pro UHF a to i v anténních soustavách. Vyžaduje dobrou homogenitu pole v místě příjmu.

Obr. 8. Zkrácení rezonančních délek prvků v závislosti na jejich šířnosti



**H** — Velmi dlouhá anténa s konstantní roztečí direktorů a malou změnou jejich délky, takže ani u této antény nejsou postranní laloky výrazně potlačeny. Jde o anténu úzkopásmovější, proto se její zisk rychle zmenšuje i směrem k nižším kmitočtům. Nároky na homogenitu pole jsou značné. Použití do anténních soustav je nevhodné, neboť se prodlužuje i délka propojovacího vedení a zvětšuje tak ztráty.

**I** — Anténa odvozená od optimalizované úzkopásmové antény pro 435 MHz pod označením F9FT. I po úpravách je anténa velmi úzkopásmová, proto je výroba náročná na přesnost. Při dané délce (6,6λ) má anténa maximální zisk (15,2 dB), a to i při dobrém potlačení postranních laloků. V V. pásmu při  $t = 3$  až 2 mm dostáváme lehkou a účinnou anténu vhodnou pro dálkový příjem v UHF. Ovšem nároky na homogenitu pole jsou opět značné, a proto pro použití v anténních soustavách platí to samé, co u antény „H“.

Rozměry vypočtené z tab. 8 lze vždy realizovat až na případ, kdy nesezenete prvky potřebné šířnosti  $t$ . Pak musíme se změnou t přepočítat délku prvků tak, aby měly opět požadovanou kapacitní (popř. indukční) reaktanci. K tomu potřebujeme znát činitel zkrácení, který určíme podle šířnosti  $L_D/t$  z grafu na obr. 8. Nové délky  $L_D$  určíme takto:

1. Chceme prvek tlustší ( $t'$ ) než byl původní ( $t$ ). Pak nová délka prvku:

$$L'_D = L_D \cdot X_1/X_2 \quad (3)$$

kde  $X_1$  je činitel zkrácení pro šířnost  $L_D/t$ , a  $X_2$  činitel zkrácení pro šířnost  $L_D/t'$ . V tomto případě je poměr  $X_1/X_2 < 1$ , tedy délky se zkracují.

2. Chceme prvek tenčí ( $t''$ ) než je vypočtený ( $t$ ). Pak nová délka prvku:

$$L''_D = L_D \cdot X_1/X_2 \quad (4)$$

kde  $X_1, X_2$  mají stejný význam. Zde je poměr  $X_1/X_2 > 1$ , tedy délky prodlužujeme.

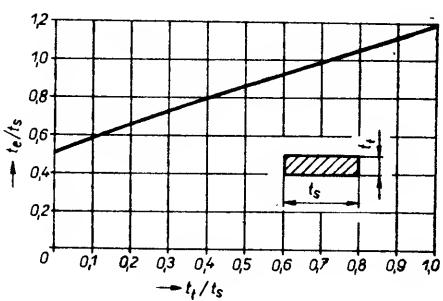
Přepočet je dostatečně přesný kromě oblasti, v níž je šířnost prvků menší než asi 20, což se v praxi zřídka vyskytne. Elektrické vlastnosti antény jsou kmitočtově závislé, a to tak, že na kmitočtu nižším, než je pracovní pásmo, se méně pozvolna, kdežto na kmitočtu vyšším se mění téměř skokem. Proto např. úzkopásmová anténa vypočtená pro K29 a určená pro příjem K25 až K29 bude mít slušný zisk i na K23, ale na K30 se zisk již bude rychle zmenšovat. Tuto skutečnost si musíme uvědomit i v souvislosti s přepočtem délky prvků při změně  $t$ . Použijeme-li prvky šířejší a ty neprodloužíme, posune se pracovní pásmo antény směrem nahoru, což způsobí malé zmenšení zisku. Použijeme-li prvky tlustší a nezkrátíme je, posune se pracovní pásmo níže, čímž se na

původním kanálu značně zmenší zisk. Uvedený jev může způsobit i silná nárazu, která u velmi tenkého prvku může šířost změnit radikálně.

Dosud jsme uvažovali profil prvků kruhový. V praxi však můžeme použít i jiné profily, např. obdélníkovitý. Kovové pásky lze s výhodou použít na UHF, musíme však určit ekvivalentní průměr  $t_E$  obdélníkovitého profilu  $t_s \times t_l$ , obr. 9. Např. pro pásek  $5 \times 2$  mm je ekvivalentní průměr  $t_E = 0,8t_s = 4$  mm.

Praktickou realizaci Yagiho antény, tedy od výběru přes výpočet až po konstrukční provedení, si ukážeme na následujícím příkladu:

Rozhodli jsme se přijímat K29. Průzkumem na střeše jsme zjistili, že signál je (s velmi krátkým svodem) na hranici jakostního příjmu. Navíc jsme zjistili, že zhruba  $30^\circ$  od směru žádaného signálu je neznámý zdroj rušení, který v extrémních případech způsobuje tzv. moiré. Svod (kabel) k televizoru bude dlouhý asi 20 m, což v nejlepším případě způsobí útlum 4 dB. Přihlédneme-li k přirozenému kolísání signálu u dálkového příjmu vlivem počasí, pak bychom u televizoru potřebovali nějakou rezervu (i s ohledem na stárnutí kabelu, popř. na sloučení s jiným signálem). Takovou rezervu nevytvorí ani velká anténní soustava, navíc je-li na střeše obraz kvalitní, bez šumu, pokryjeme ztráty kabelu zesilovačem. V tomto případě si můžeme vybrat jednu ze středně výkonných antén ( $G = 12$  až 14 dB) s ohledem na její úhel příjmu (vzhledem k rušení). Chceme-li rušení orientovat do mínima příjmu, musíme zvolit anténu s úhlem nul asi  $60^\circ$ , čili s  $\theta_{3E}$  asi  $30^\circ$ . Tomu využijí antény F a G. Zvolíme výrobě jednodušší anténu G s tím, že ji budeme velmi pozorně směrovat, aby se nestalo, že rušení dospěje místo do minima na 1. postranní maximum, které má tato anténa o něco větší. Anténu spočítáme pro horní konec K29 (542 MHz). Určíme nejprve tloušťku prvku:  $t = 0,01533$  mm = 5,5 mm. Máme k dispo-



Obr. 9. Ekvivalentní průměr  $t_E$  obdélníkovitého profilu

Tab. 8. Rozměrová tabulka typů Yagiho antén

Anténa	A	B	C	D	E	F	G	H	I
Typ	5Y0,4–0,85	5Y0,42–0,9	7Y1,7–0,98	12Y2,0–0,92	14Y2,7–0,9	20Y4–0,91	17Y4,1–0,96	28Y7,3–0,9	21Y6,6–0,96
Rozměry									
$L_R$	0,63 (2x)	0,608 (2x)	0,476 (1x)	0,6 (2x)	0,59 (2x)	0,604 (3x)	0,53 (2x)	0,615 (2x)	0,52 (1x)
$L_z$	$p_r$ 0,56	0,19 0,54	0,19 0,52	0,25 0,55	0,226	0,23 0,57	0,155+0,07 0,552	0,177 0,522	0,18 0,57
$L_{D1}$	$p_1$ 0,472	0,032 0,47	0,036 0,47	0,05 0,47	0,06	0,05 0,464	0,05 0,461	0,064 0,426	0,044 0,469
$L_{D2}$	$p_2$ 0,45	0,19 0,44	0,2 0,436	0,289 0,46	0,094	0,165 0,456	0,083 0,463	0,254 0,433	0,128 0,41
$L_{D3}$	$p_3$			0,406 0,43	0,132 0,453	0,172 0,448	0,121 0,459	0,304 0,433	0,266 0,408
$L_{D4}$	$p_4$			0,323 0,434	0,170 0,445	0,192 0,441	0,155 0,456	0,304 0,428	0,285 0,408
$L_{D5}$	$p_5$			0,422 0,43	0,208 0,436	0,211 0,433	0,19 0,452	0,304 0,415	0,303 0,403
$L_{D6}$	$p_6$				0,236 0,43	0,23 0,425	0,219 0,449	0,304 0,412	0,303 0,403
$L_{D7}$	$p_7$				0,264 0,426	0,25 0,418	0,242 0,446	0,304 0,408	0,303 0,403
$L_{D8}$	$p_8$				0,292 0,422	0,268 0,41	0,268 0,442	0,304 0,405	0,303 0,403
$L_{D9}$	$p_9$				0,32 0,415	0,287 0,402	0,293 0,439	0,304 0,401	0,303 0,398
$L_{D10}$	$p_{10}$					0,306 0,395	0,31 0,435	0,304 0,401	0,303 0,398
$L_{D11}$	$p_{11}$					0,325 0,387	0,31 0,432	0,304 0,401	0,303 0,398
$L_{D12}$	$p_{12}$						0,31 0,428	0,304 0,401	0,303 0,398
$L_{D13}$	$p_{13}$						0,31 0,425	0,304 0,401	0,303 0,395
$L_{D14}$	$p_{14}$						0,31 0,421	0,304 0,396	0,303 0,395
$L_{D15}$	$p_{15}$						0,31 0,418	— —	0,303 0,395
$L_{D16}$	$p_{16}$						0,31 0,414	— —	0,303 0,395
$L_{D17}$ (ant. H.)	$p_{17}$							— —	0,303 0,39
$L_{D18}$	$p_{18}$							— 0,39	0,303 0,404
$L_{D19}$	$p_{19}$							— 0,39	0,303 0,404
$L_{D20}$ až 25 (ant. H.)	$p_{20}$ až 25							— 0,39	0,303 0,404
$h$	0,28	0,27	—	0,28	0,3	0,5	0,27	0,22	—
$t$	0,0034	0,005	0,0067	0,005	0,0045	0,01	0,01	0,0155	0,0058
$T$	0,004	0,007	—	0,025	0,015	0,035	0,03	0,042	0,024
$m$	0,02	0,03	0,04	0,05	0,05	0,05	0,05	0,08	0,05
$S_E$	1,2	1,2	1,6	1,6	1,7	2,2	2,3	3,0	2,8
$S_H$	0,75	0,7	1,5	1,5	1,5	2,0	2,1	2,8	2,6
Elektrické parametry									
$G_d$ [dB]	5,1 až 6,2	5,0 až 6,0	11,6	10,5 až 12	10,6 až 12,2	12,5 až 13,4	13,5 až 14,0	12,0 až 15,2	14 až 15,2
$\text{ČSV}_{300\Omega}$	1,3 až 2,5	<1,4	<1,6	<1,6	<1,3 >23	<1,3 >24	<1,6 >20	<1,5 >20	<1,6 >18
$\text{ČZP}$ [dB]	21 až 14	25 až 17	18	>20					
$\Theta_{3E}$ [°]	65 až 62	65 až 62	38	42 až 38	42 až 36	33 až 29	30 až 27	26 až 19,5	26 až 22
$\Theta_{3H}$ [°]	108 až 92	114 až 106	40	52 až 43	50 až 41	35 až 31	34 až 30	30 až 20,5	28 až 24
1.p. $I_E$ [dB]	—	—	18	>20	>20	>20	>16	>10,6	>16
1.p. $I_H$ [dB]	—	—	13	<18	<18	<14	<12	<8,5	<13

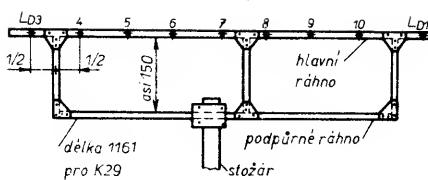
zici duralovou trubku o  $\varnothing 6$  mm (může být samozřejmě i kulatina). Víme, že při volbě tlustšího prvku je při jeho nezkrácení chyba větší, proto se raději prověříme ve výpočtu korekce délek. Určíme délku např. 3. direktoru:  $L_{D3} = 240$  mm pro  $t = 5,5$  mm a vypočteme štíhlosti  $L_{D3}/t$  a  $L_{D3}/t'$ . Dostáváme 43 a 40. Těmito štíhlostem odpovídají činitele zkrácení 0,887 a 0,884. Můžeme dosadit do (3):

$$L'_D = 240 \cdot 0,884/0,887 = 239 \text{ mm.}$$

To znamená, že po výpočtu celé antény všechny prvky zkrátíme o 1 mm. Chyba by zde byla malá, ale nám šlo o praktickou ukázku výpočtu. Použijeme-li prvky o  $t = 5$  mm bez přepočtu, pak je chyba téměř zanedbatelná. Vypočtené rozměry v [mm] antény jsou:

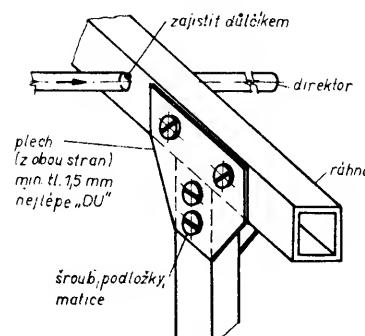
$$\begin{array}{ll}
 L_R = 292 & L_{D9 \text{ at } 13} = 221 \\
 L_Z = 288 & L_{D14} = 218 \\
 L_{D1} = 254 & p_r = 98 \\
 L_{D2,3} = 239 & p_1 = 35 \\
 L_{D4} = 236 & p_2 = 141 \\
 L_{D5} = 229 & p_{3 \text{ at } 14} = 168 \\
 L_{D6} = 227 & h = 150 \\
 L_{D7} = 225 & m = 28 \\
 L_{D8} = 223 & T = 17
 \end{array}$$

Přejdeme k vlastní konstrukci. Vy počtěná tloušťka ráhna (T) je nekritická, tzn. že může být 15 až 20 mm. V praxi se nejlépe pracuje s duralovým profilem čtvercovitého průřezu (tzv. jáčků), nejčastěji o straně 10, 15 a 20 mm. Jelikož je anténa delší než 2,2 m, jejímu případnému ohnuti (holubil!) nezabrání ani profil 20 mm (je již znatelně těžší), bude-li anténa uchylena v jednom místě. Proto použijeme podpůrné ráhno. Pak bohatě stačí, aby obě ráhna byla z profilu 15 mm. Podpůrné ráhno bude výhodné i z hlediska uchycení ke stožáru. Jinak by mohl stožár nepříznivě rozloďovat nejbližší prvky, pokud by nebyla splněna podmínka na obr. 10. Tu lze na UHF při dobré dimenzovaném stožáru těžko dodržet, což vyžaduje např. i použití výložné rameno. Podpůrné ráhno bude vzdáleno od hlavního min. 0,25 λ, zvolíme např. 150 mm. Jeho délku zvolíme tak, aby volné konce hlavního ráhna nebyly delší než 0,6 m (jinak podle uvážení a tloušťky ráhna), obr. 11. Podpůrné ráhno umožňuje i to, že hlavní ráhno nemusí být z jednoho kusu, ale ve vhodném místě ho můžeme rozříznout, což je výhodou při nákupu, máme-li již konstrukci promyšlenou. Profil (15 mm) nastavíme nejlépe tím, že do něj nasuneme kousek trubky o  $\varnothing$  12 mm a zajistíme dvěma šroubkami. Direktory a reflektor je nejlépe do ráhna větnout, a to tak, že díry vyvrátáme o něco menší (asi o 0,3 mm)



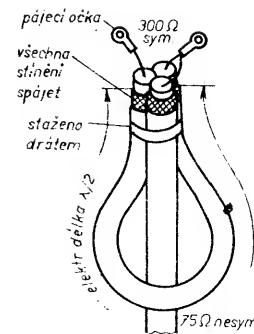
Obr. 11. Provedení podpůrného ráhna pro anténu typu G

a prvky, které na koncích mírně zkosíme, do nich lehce naklepeme a zajistíme důlčíkem, obr. 12. Je-li díra příliš velká, pak musíme prvek uprostřed zploštít a stejným způsobem vteknotu. Nejsme-li si zajištěním prvků jisti, můžeme na místo styku po odmaštění nanést trochu lepidla Chemo-

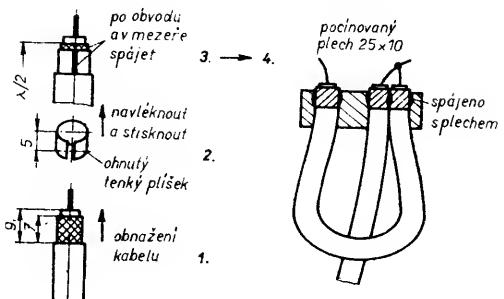


Obr. 12. Veknutí direktorů (reflektorů) do ráhna a spojení profilů

pren. Ale vždy musíme zaručit dobrý „kovový“ styk prvků s ráhnem. Důležité je provedení zářiče, jeho upevnění a ochrana svorek. Pro začátečníka je lepší, může-li zářič zhotovit zvlášť a poté ho připevnit na ráhno. Zářič usadíme do přesně vypilované drážky v ráhnu, obr. 13, aby se neporušila rovnoběžnost s direktory. Drážka nesmí být příliš hluboká, aby nezmenšovala mechanickou pevnost. Shora přichytíme dipol tvarovaným pláškem se dvěma šrouby M3. Šrouby musí být tak dlouhé, aby se jimi přichytily i ochranná krabice. Nejjednodušší krabici je krabička na mýdlo, do které vyvrátáme i díry pro zářič a pro souosý kabel. Do krabičky se vejde kromě symetrického členu i zesilovač. Svorky dipolu upravíme podle obr. 13. Před přípájením souosého kabelu na elevátor nebo zesilovač jej nejprve přivážeme k podpůrnému ráhnu tak, aby v kabelu (v místě pájení) nebylo velké pnutí. Nebude-li v krabičce zesilovač, můžeme do ní umístit např. i bezeztrátovou symetrizační smyčku, obr. 14, 15. Před



Obr. 14. provedení symetrické smyčky



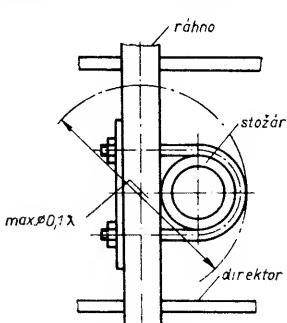
Obr. 15. Symetrická smyčka pro malé vlnové délky a větší rozteč svorek dipólu (komerční antény)

Toto konstrukční řešení není samozřejmě jediné, ale je jednoduché a osvědčené. Vhodným materiálem pro antény jsou slitiny hliníku (dural). Duralové prvky jsou dostatečně pevné a přitom velmi lehké. „Železná“ anténa je nevhovující (hmotnost, koroze). Nevhodným materiálem je i mosaz, která mrazem křehne, praská a ulamuje se. Po dokončení je vhodné celou anténu natřít Resistinem, včetně držáku. Takto ošetřené šroubovové spoje lze i po delší době snadno demontovat.

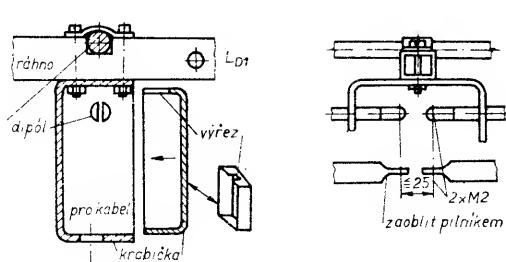
### 3.3 Antény odvozené a komerční

Mezi antény odvozené patří např. antény s vícenásobnou direktorovou řadou. Naším představitelem je KC91-BL („X-COLOR“). Tato anténa již byla vícekrát popsána, upravena a kritizována. Jde o jedinou anténu tohoto typu u nás vyráběnou, proto je o ni velký zájem. Anténa bez úpravy má velmi dobré parametry ve IV. TV pásmu. Její mechanické provedení však neodpovídá ceně 485 Kčs. Výrobce již dva roky slibuje vylepšenou variantu a tak se jí možná čtenáři, než vyjde toto číslo, dočkají.

Další širokopásmovou anténou u nás vyráběnou je anténa TVa („matrace“). Má sice poněkud menší zisk než anténa X-COLOR, ovšem tato soufázová svislá řada celovlnných dipólů s plošným reflektorem má řadu výhod. Oproti anténě X-COLOR je podstatně méně náročná na homogenitu pole. Anténa se těší právem velké oblibě. Je mecha-



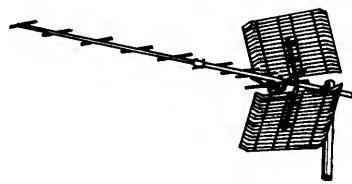
Obr. 10. Maximální průměr stožáru



Obr. 13. Připevnění zářiče a ochranné krabičky k ráhnu a provedení svorek zářiče

Tab. 9. Parametry širokopásmových antén YAGI z NDR

Označení	Prac. pásmo	Zisk [dB]	ČZP [dB] asi	ČSV	$\Theta_{3E} [^{\circ}]$	$\Theta_{3H} [^{\circ}]$	$M [kg]$	$l_c [m]$	$S_E [m]$	$S_H [m]$
SC162 (SCA14B)	K21 až K41	8,5 až 14	26	< 1,6	52 až 32	56 až 34	2,0	1,57	0,90	0,90
SC 164	K21 až K60	7 až 13,5	28	< 1,6	54 až 32	63 až 32	1,9	1,4	0,85	0,85
SC165	K21 až K71	6,5 až 13,5	28	< 1,8	58 až 34	68 až 33	1,6	1,29	0,80	0,75
SC260 (SCA17Ao)	K21 až K25	13 až 16	26	< 2,0	26 až 19	28 až 20	3,6	3,72	1,30	1,30
SC261 (SCA17A)	K21 až K33	10 až 16	28	< 1,8	35 až 19	39 až 19	3,45	3,21	1,20	1,10
SC262 (SCA17B)	K21 až K41	9,5 až 16,5	26	< 1,9	40 až 21	46 až 21	3,3	2,92	1,10	1,05
SC263 (SCA17C)	K21 až K51	9 až 16,5	28	< 2,0	48 až 18	57 až 20	3,2	2,77	1,10	1,05
SC264 (SCA17D)	K21 až K60	8,5 až 16,5	30	< 1,8	52 až 20	62 až 20	3,1	2,42	1,00	0,95
SC265	K21 až K71	8 až 16,3	28	< 2,2	52 až 20	66 až 20	3,0	2,25	0,90	0,90
SC152	K21 až K41	7,5 až 13	24	< 2,0	43 až 33	72 až 35	1,1	1,47	0,85	0,70
SC154	K21 až K60	6,5 až 12,5	26	< 2,0	58 až 33	68 až 35	1,0	1,30	0,80	0,70
SC074	K21 až K60	4,5 až 9,0	20	< 2,0	67 až 44	102 až 68	0,7	0,49	0,88	0,50
SC112	K21 až K41	7,2 až 11,5	26	< 2,2	56 až 38	75 až 44	0,85	0,74	0,88	0,80
SC114	K21 až K60	6,5 až 11,5	28	< 1,7	62 až 37	84 až 46	0,8	0,63	0,88	0,60



Obr. 16. Širokopásmová anténa Yagi, SCA 14D (NDR)

nicky dobře zhotovena a lze ji uchytit i na okenní rám.

Delší dobu se u nás objevují antény dovážené z NDR (VEB Bad Blankenburg). Jde např. o širokopásmové antény YAGI s celovlnným zářičem a úhlovým reflektorem, obr. 16. Jejich hlavní elektrické a rozměrové parametry jsou shrnuti v tab. 9. Autor měl možnost v praxi vyzkoušet jednu anténu kratší — SCA14B, a jednu delší — SCA17B. Kratší anténa měla více potlačené postranní laloky, delší napak zvýrazněné a více štěpené. Obě antény mají kmitočtově velmi závislý ČZP, který se v pracovním pásmu mění až o 20 dB (v tabulce jsou průměrné údaje). Antény bohužel nebylo možno změřit a tak berme toto hodnocení jako informativní. Neodiskutovatelně však je, že antény (hlavně dlouhé) nedosahují uvedených zisků. Proto počítejme s tím, že maximální udané zisky jsou min. o 1 dB menší, spíše až o 1,5 dB, což ostatně plyne i z teorie. Nicméně kolegům v NDR můžeme závidět nejen bohatý sortiment antén, ale hlavně velký výběr příslušenství. U sousedů lze totiž zakoupit nejen různé slučovače, atd., ale i celý stožár do posledního šroubku. Zkuste u nás v obchodě koupit anténní svorku pro uchycení antény ke stožáru! Po vyčerpávajícím shánění konečně slyšíte: „Ano, máme. Ale musíte si k tomu koupit i výložné rameno!“ Amatér to u nás nemá lehké...

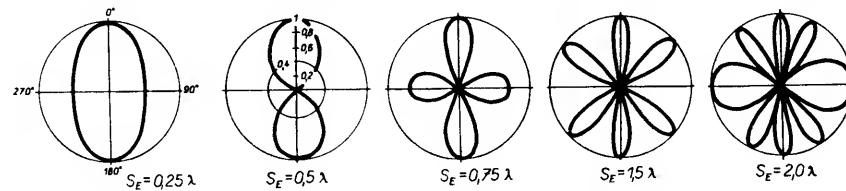
#### 4. Anténní soustavy

Anténní soustavy jsou často jediným řešením, jak zlepšit příjem v těžkých podmínkách. Antény sestavujeme do soustav proto, abychom

a) zvětšili zisk a tedy i odstup signál — šum,

b) potlačili jeden nebo několik rušících signálů či odrazů.

Vyskytou se i případy, kdy je nutno zvětšit úroveň signálu a současně potlačit rušící signál. Víme, že čím má anténa větší plochu, tím má větší zisk; délku antén nelze však příliš zvětšovat, neboť od určité délky (asi  $4\lambda$ ) se zisk



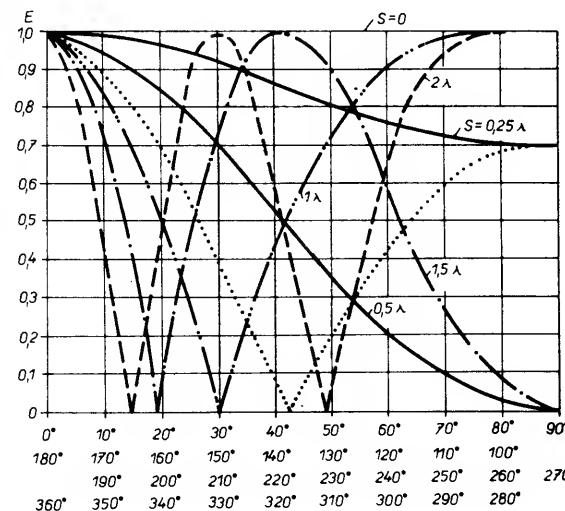
Obr. 17. Směrové diagramy všeobecných zářičů napájených soufázově

zvětšuje nepatrně. Proto chceme-li zvětšit zisk, musíme seskupit dvě nebo několik antén do anténní soustavy a to podle určitých pravidel.

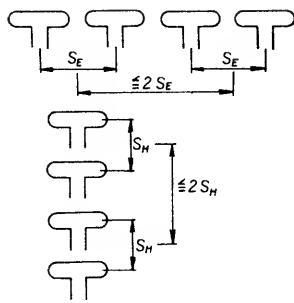
#### 4.1 Vlastnosti anténních soustav

Budeme uvažovat soufázové anténní soustavy, tedy soustavy, v nichž jsou jednotlivé antény napájeny se stejnou amplitudou a fází. Umístíme-li dvě antény vedle sebe do optimální vzdálenosti  $S_E$ , pak tato soustava má teoreticky o 3 dB větší zisk (prakticky asi o 2,5 dB), asi polovinou úhlu příjmu v horizontální rovině, zvětšená 1. postranní maxima na úrovni G minus 10 dB a nezměněný ČZP oproti jedné anténě. Vertikální diagram zůstává stejný. Pro dvě antény nad sebou ve vzdálenosti  $S_H$  platí totéž s tím rozdílem, že tentokrát zůstane neměnný úhel příjmu v horizontální rovině. Jsou-li dvě antény ve vzdálenosti  $S_E = 0$  ( $S_H = 0$ ), pak diagram soustavy je totožný s diagramem jedné antény. Vzdalujeme-li antény od sebe, pak se v příslušné rovině zužuje hlavní lalok a zmenší se postranní maxima; čím je vzdálenost větší, tím se dále zužuje hlavní lalok, zisk se zvětšuje, ale od určité vzdálenosti se začnou štěpit a zvětšovat postranní maxima. V optimální

vzdálenosti dosahuje zisk maxima, úroveň 1. postranních laloků je výrazněji ( $-10$  dB) a soustava má zhruba polovinový úhel příjmu. S dále rostoucí vzdáleností se hlavní lalok stále zužuje, ale zisk se již zmenšuje díky rychle narůstajícím postranním lalokům. ČZP zůstává stejný. Směrový diagram anténní soustavy lze vypočítat. K tomu potřebujeme znát diagram antény, ze které je nčlenná soustava vytvořena a diagram nčlenné řady všeobecných (izotropních) zářičů soufázové napájených. Výsledný diagram soustavy je dán součinem diagramu základní antény s diagramem nčlenné řady všeobecných zářičů. Vzdálenost izotropních zářičů uvažujeme takovou, v jaké jsou antény v soustavě. Na obr. 17 jsou diagramy dvojic všeobecných zářičů v různých vzdálenostech. Jelikož jsou diagramy souměrné podle obou os, stačí znát průběhy od 0 do  $90^{\circ}$  (obr. 18); podrobně viz kap. 7. Zde se budeme dále zabývat soustavami navrhovanými pro maximální zisk. Optimální vzdálenosti antén zjistíme z tab. 8. Obě vzdálenosti můžeme o 10 až 15 % zmenšit, což způsobí zanedbatelně zmenšení zisku a o něco se zmenší postranní laloky. Míry  $S_E$ ,  $S_H$  mohou být i shodné.

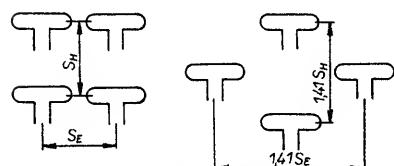


Obr. 18. Směrové diagramy všeobecných zářičů (obr. 17) pro výpočet směrového diagramu anténní soustavy



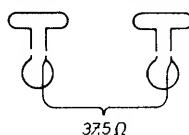
Obr. 19. Uspořádání čtveric antén vedle sebe a nad sebou

Použijeme-li místo jedné antény čtyři a uspořádáme je vhodně, získáme anténní systém s teoretickým přírůstekem 6 dB, praktickým asi 5 dB. Antény můžeme umístit do řady vedle sebe, nad sebou, do čtverce či obdélníku a do kříže (kosočtverečné uspořádání). Co do přírůstku zisku jsou všechna uspořádání rovnocenná, liší se diagramem příjmu. Řada čtyř antén vedle sebe (nad sebou), obr. 19, má zhruba  $4 \times$  užší horizontální (vertikální) diagram, který můžeme určit např. jako diagram dvou horizontálních (vertikálních) anténních dvojic uspořádaných vedle sebe (nad sebou). Svislá řada má výhodu v tom, že všechny antény jsou přichyceny na jednom stožáru. Nevýhodou je velká náročnost na homogenitu pole a nebezpečí nesprávného nastavení antén (zde celého stožáru!), protože soustava má velmi úzký vertikální diagram a signál se může vlivem ohybu šířit mírně



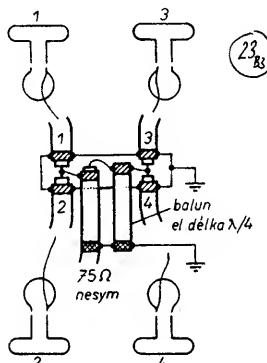
Obr. 20. Uspořádání čtveric antén do obdélníka a kosočtverce

šikmo. Vodorovnou řadu používáme, chceme-li odstranit rušení, které je úhlově velmi málo vzdáleno od směru žádoucího signálu. Všeobecně lze konstatovat, že u soustav s jedním převládajícím rozměrem se nebezpečí sehnání vlivem nedostatečné homogenity pole zvětšuje. O něco lépe jsou na tom soustavy antén uspořádaných do obdélníka nebo čtverce. Soustava má v obou rovinách asi poloviční úhel příjmu a postranní maxima o úrovni  $-10$  dB. Největší výhody má uspořádání antén do kříže, obr. 20, které nemá prakticky vůbec žádné postranní laloky, proto je vhodné v místech, kde je signál rušen odrazy nebo jinými signály. Nastavení vzdálenosti antén je velmi jednoduché, ovšem při propojuvání antén se velmi často chybí. Na obr. 21 jsou znázorněny způsoby na-



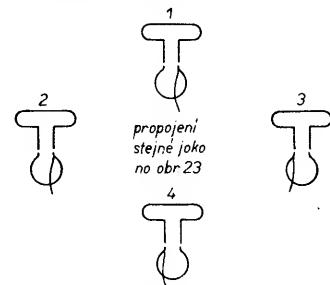
375

Obr. 22. Paralelní sfázování antén souosým kabelem (a půlvlnnými smyčkami)



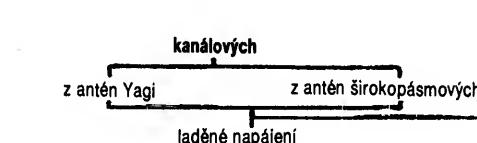
Obr. 23. Sérioparalelní napájení čtyřčlenné soustavy souosým kabelem

pájení kanálových a širokopásmových soustav. Při paralelním propojení spojujeme vždy stejnohlé svorky zářičů, což platí jak pro dvojlinku, tak pro souosý kabel s půlvlnnými smyčkami či elevátory, obr. 22. Princip sérioparalelního sfázování soustavy je na obr. 23. Takto propojujeme antény pouze souosým kabelem, a to u kanálových soustav nebo u soustav pro příjem pásmu šířky 5 až 7 kanálů, s půlvlnnými smyčkami a u širokopásmových soustav s elevátory na organickém sklu. Kosočtverečné uspořádání lze napájet např. podle obr. 24.



Obr. 24. Sérioparalelní napájení antén uspořádaných do kosočtverce souosým kabelem

Z výše uvedeného vyplývá, že jednotlivé antény v soustavách můžeme napájet buď souosým kabelem, dvojlinkou nebo vzdušným vedením. Teoreticky nejmenší ztráty má vzdušné vedení, největší souosý kabel. Dvojlinka vyhoví v méně náročných aplikacích. Má obvykle „minusovou“ impedanci (asi  $260 \Omega$ ), její parametry jsou nestálé a mění se vlivem povětrnostních podmínek. Dvojlinka rychle stárne, což je markantní hlavně ve velkoměstech, kde i několik měsíců stará dvojlinka zaprášená popílkem má prokazatelně zvětšený útlum, navíc se nesmí dotýkat ani těsně přiblížovat vodivým předmětům, což lze velmi těžko dodržet např. u soustavy z antén TVa. Montáž nesmí připustit kmitání ve větru (vnitřní vodiče se snadno přeruší).



vedení o určité el. délce (násobky  $\lambda/2$  či  $\lambda/4$ ); nemusí být stejně dlouhé, rozdíl délky je však vztažen k určité el. délce

záleží na impedanci vedení (transformace impedancie vedením o určité  $Z$  z jednoho konce vedení na druhý)

vedení o délce  $(2n-1)\lambda/4$  transformuje  $Z_{vat}$  na  $Z_{vyst}$ , je-li impedancia vedení  $Z = Z_{vat}Z_{vyst}$

propojení antén obecně pouze vzdušným vedením

dvojice  
paralelně (+balun)

čtverice  
paralelně + balun

napáječ k libovolné anténě  
při délce vedení  
 $2, 4, 8, \dots \lambda$

#### Napájení anténních soustav

širokopásmových a pásmových  
z antén Yagi pro příjem několika kanálů  
ze širokopásmových antén pro celé IV. a V. pásmo

neladěné napájení

libovolně dlouhé vedení, avšak od každé antény stejně dlouhé  
impedance vedení musí respektovat impedanci antén

propojovací vedení

elevátor  
souosý kabel  
dvojice  
paralelně + přípůsobení → žádné, ztráty asi  $0,5$  dB  
• transformátor  $\lambda/4$   
o  $Z_0 = 100 \Omega$

• nastavením vstupního filtru zesilovače

čtverice  
dvojice  
paralelně

postupně paralelně  
připojované dvojice  
paralelně + balun

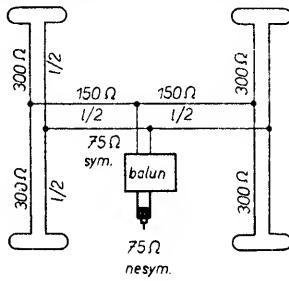
+ přípůsobení → žádné  $\Rightarrow$  ztráty asi  $0,5$  dB  
• transformátorem  $\lambda/4$   
o  $Z_0 = 50 \Omega$

• nastavením vstupního filtru zesilovače

Obr. 21. Napájení anténních soustav

Poslední nevýhody nemá souosý kabel, je ohebný „do všech směrů“ a lze ho přivázat např. ke stožáru či sítu antény TVa. Má o něco větší útlum než dvojlinka, ale vyniká větší stálostí parametrů, pokud použijeme správný kabel pro venkovní použití (VCCOD 75-5,6). Nevýhodou je potřeba symetrikačních a transformačních členů do každé antény.

Nejpracnějším napájecím systémem je systém složený ze vzdušného vedení. Konstantní rozteč vodičů je přísný požadavek a vyžaduje větší počet izolačních rozpěrek (nejlépe z teflonu). Tento systém má nejmenší ztráty, je však třeba uvést, že podobně jako u dvojlinky může náhrada ztráty několikanásobně zvětšit. Vzdušné vedení se používá pro napájení čtveric, obr. 25: obě dvojice propojíme vedením o  $Z_0 = 300 \Omega$  a tyto dvojice spojíme vedením o  $Z_0 = 150 \Omega$ . Po symetrizaci napájíme soustavu souosým kabelem o  $Z_0 = 75 \Omega$ . Dále je možné vzdušné vedení použít



Obr. 25. Napájení čtverice antén vzdušným vedením

pro laděné napájení, které je nejčastěji dlouhé sudý či lichý násobek  $\lambda/2$  a může mít libovolnou impedanci, neboť vedení  $\lambda/2$  transformuje impedanci z jednoho konce na druhý bez ohledu na vlastní impedanci. Je-li vedení od každé antény dlouhé lichý násobek  $\lambda/4$ , pak tímto vedení lze transformovat libovolnou vstupní impedanci na libovolnou výstupní impedanci za předpokladu, že impedance propojovacího vedení  $Z$  je

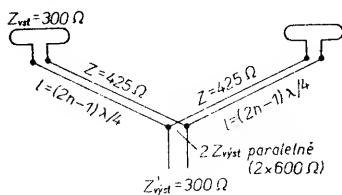
$$Z = \sqrt{Z_{\text{vst}} Z_{\text{výst}}}.$$

Tato výhodná vlastnost umožňuje propojit dvě antény tak, že můžeme přímo a bez ztrát připojit jako svod např. dvojlinku, obr. 26; antény jsou propojeny vedením o impedanci  $Z = \sqrt{300 \cdot 600} = 425 \Omega$ , což v bodě spojení (2x  $600 \Omega$  paralelně) dá opět  $300 \Omega$ . Rozměry vedení o požadované impedanci určíme ze vztahu

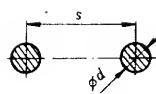
$$Z = 276 \log(2s/d),$$

kde  $s$  je rozteč a  $d$  průměr vodičů ve vedení, obr. 27. Podobně lze vedením o  $Z = 600 \Omega$  paralelně spojit čtverici antén ( $4 \times 1200 \Omega$ ) na  $Z_{\text{výst}} = 300 \Omega$ . Nezapomeňme však, že tyto principy lze použít pouze u soustav pro příjem jednoho kanálu, protože vedení je laděné.

Tolik o napájení anténních soustav. Kterému způsobu dáme přednost? Pro svou jednoduchost a dobrou stálost



Obr. 26. Propojení dvou antén vzdušným vedením o  $Z = 425 \Omega$

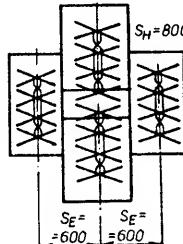


Obr. 27. Ke stanovení charakteristické impedance vedení z jeho rozměrů

parametrů se v praxi osvědčuje napájení antén souosým kabelem, nelaďené napájení, které se použije i u soustav pro příjem jedné stanice. U antenných dvojic dostáváme  $1/2$  ze  $75$ , tj.  $37,5 \Omega$ , což není nejhorší, protože bipolární tranzistory vyžadují pro šumové přizpůsobení na UHF impedanci menší než  $75 \Omega$  a u kanálového zesilovače lze podle výsledné impedance nastavit odbočku na vstupním rezonátoru.

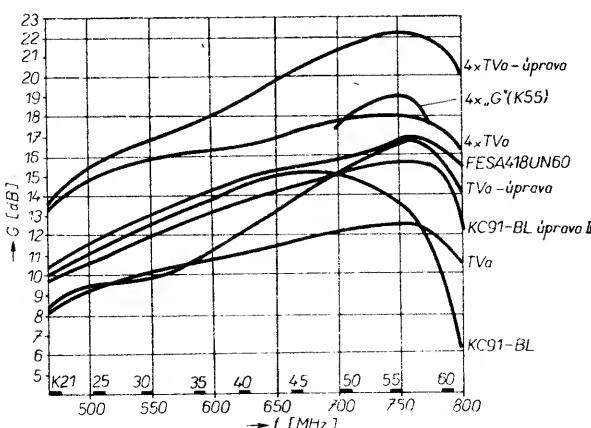
#### 4.2 Anténní soustavy z antén TVa a KC91-BL

S ohledem na vlastnosti a parametry těchto antén lze říci, že anténa TVa je pro seskupování do soustav výhodnější, hlavně v V. TV pásmu. Důmyslná konstrukční úprava ing. Kůrky (přidavné direktorové řady) učinila z této antény velmi vyhledávaný artikel. Anténa TVa lze i po mechanické stránce výhodně seskupovat do vícečlenných řad. Antény vedle sebe řadíme tak, aby se vzájemně dotýkaly jejich reflektory. Svisle řadíme antény tak, aby zůstala zachována jednotná vzdálenost celovlnných záříčů (antény se překrývají asi o  $200$  mm). Obě rozteče jsou s kmotčtem neměnné. Čtyři antény lze seskupit do obdélníka s výše uvedenými roztečemi. Nejvhodnějším seskupením je kosočtverec, obr. 28, kdy vznikne kompaktní plošný celek s velkým ziskem, který na IV. pásmu nemá žádné a na V.

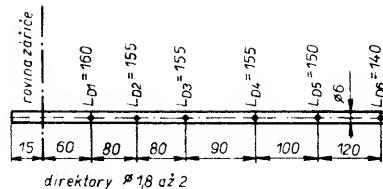


Obr. 28. Kosočtverec uspořádání antén TVa

pásmu velmi malé postranní laloky. Přidáme-li k anténám direktorové řady, vznikne jeden z nejvýkonnějších anténních systémů pro V. TV pásmo. Pro „matrace“ s direktory platí stejně rozteče v soustavách. Konce direktorových řad je vhodné spojit např. páskem organického skla (tloušťka min.  $2$  mm)



Obr. 30. Zisk továrně vyráběných antén vhodných pro dálkový příjem TV



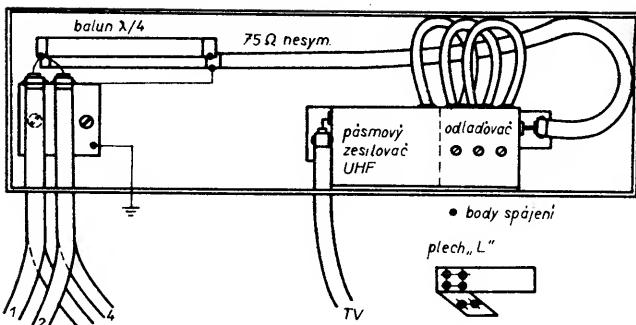
Obr. 29. Rozměry přidavné direktorové řady k anténě TVa (podle ing. Kůrky)

a ten za horní část spojit silonovým vláknem se sítí (kvůli ptactvu). Podrobnější konstrukční návrh na soustavu ze čtyř kosočtverec uspořádaných antén TVa s přidavnými direktory ing. Kůrky najdeme ve Sdělovací technice 6/85. Zde pro informaci otiskujeme rozměry direktorové řady, obr. 29.

Do všech uvedených konfigurací lze seskupovat i antény X-COLOR. Antény neupravené používáme pouze pro IV. pásmo. Pro konec V. pásmu musíme anténu „ostříhat“ podle varianty č. 2 (AR B1/82). Ostříhané antény umístíme do vzdálenosti  $S_E = 1$  m ( $S_H = 1,1$  m) pro celé UHF. Pro neostříhané antény volíme ve IV. pásmu  $S_E = 1,1$  až  $1,2$  a  $S_H = 1,2$  m. Čtverice z těchto antén je mechanicky labilnější, protože soustava je obrovskou větrnou zátěží (prvky mají velkou plochu). Nároky na homogenitu pole jsou u antény KC91-BL větší, což platí zvýšenou měrou i pro soustavy – kolísá-li intenzita pole, „dýchá“ signál zřetelněji a rychleji než u soustavy z TVa. Pořizovací cena je vysoká. Z uvedených důvodů je efektivní a ekonomické používat antény X-COLOR max. ve dvojicích, především neupravené pro příjem horního konce IV. pásmu.

Na obr. 30 jsou zisky některých komerčních antén a soustav z nich složených. Z uvedeného vyplývá, že pro příjem kanálu na začátku pásm UHF je nejlépe zhotovit levnou anténní soustavu z antén YAGI.

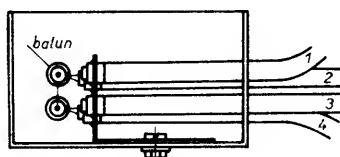
Na závěr kapitoly si uvedeme praktickou ukázkou sérioparalelního napájení z obr. 23 a 24, tedy pro čtyřčlennou soustavu. Protože provedení symetrikačních smyček  $\lambda/2$  je jasné, soustředíme se na spojení čtyř souosých kabelů a symetrikační obvod. Antény očíslovujeme stejně jako na uvedených obrázcích. Propojovací uzel, balun, ale také zesilovač, popř. odladovač se vejdu např. do „univerzální krabice k5“, obr. 31. Do krabice vyvrátme díry o  $\varnothing 12$  mm pro souosé kabely od antén. Dovnitř přišroubujeme plech tváru písmene „L“ se stejně orientovanými dírami o  $\varnothing 8$  mm. Konce kabelů obnažíme podle obr. 15, okolo stínění přehneme tenký pocinovaný plech, kte-



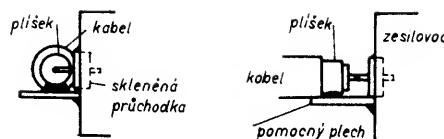
ry po obvodu a v mezeře připájíme ke stínění. Tako upravené kabely zasune- me až do otvorů v plechu, kde je připájíme. Stejným způsobem upravíme i druhé konce kabelů, včetně konců smyček  $\lambda/2$ . S takto „oplechova- nými“ konci kabelu se velmi dobře pracuje. Stejně upravíme i balun  $\lambda/4$  (nezapomenout na činitel zkrácení) a krátký kabel k zesilovači. U toho mu- síme v místě zkratu s balunem odstranit izolaci, opět ovinout plíškem a v mezeře zapájet. Antennní kabely s balunem a výstupním souosým kabelem spájíme podle obr. 23 a 32. Vzdálenost mezi balunem a výstupním kabelem by kromě obou konců balunu měla být minimálně dva průměry kabelu. Dbáme na to, aby na konci balunu, v místě připájení kabelů od antén, nebylo jeho stínění propojeno se stíněním výstupního kabelu! Od místa zkratu balunu povedeme k plechu s antennními souo- sými kabely zemnicí a „stabilizační“ plech, připájíme ho a celek uzemníme zemnicím drátem na nosou konstrukci. Instalace zesilovače je jasná z obr. 31, 33. Krabice je samozřejmě orien-ovaná tak, aby všechny kabely přicháze- ly odspodu.

## 5. Homogenita elektromagnetického pole

Homogenita prostředí je základním předpokladem pro správnou činnost dobře provedené antény či antenní soustavy, neboť i vyzkoušená anténa nebo perfektně provedená antenní soustava v nedostatečně homogeném poli selže. V nehomogeném poli může mít antenní soustava i menší zisk než jedna anténa a má deformovaný dia- gram příjmu, obr. 34. Rozložení elektromagnetického pole musíme věnovat pozornost jak u příjmu místního, tak u příjmu dálkového. Příjem místního vysílače může být ovlivněn umístěním antény do oscilačního pole (viz kap. 2). U krátkých vlnových délek se pak může stát, že delší anténa se ocitne v nehomogeném poli. Ještě závažnější je situace ve velkoměstě, kde je pole místního vysílače značně nehomogenní

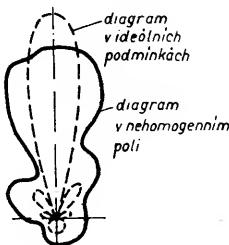


Obr. 32. Pájení kabelů od antén při sérioparalelním napájení



Obr. 33. Připájení kabelu k zesilovači

Obr. 31. provedení sérioparalelního napájení a jeho umístění v univerzální krabici K5 spolu se zesilovačem



Obr. 34. Deformace směrového diagramu vlivem nehomogenity pole

vlivem mnohosměrného šíření, jehož příčinou jsou odrazy od terénních překážek. Jak víme, odrazy způsobují duchy, proti kterým se můžeme bránit např. zúžením hlavního laloku antény. To ovšem znamená použít i pro nadměrný silný signál dlouhou anténu, což je však v rozporu s nehomogenitou oscilačního pole, protože anténa bude mít diagram s velmi mělkými minimy a neurčitě orientované postranní laloky.

Rovněž u dálkového příjmu má homogenita prostředí velký význam. Elektromagnetické pole vzdáleného vysílače bývá velice nerovnoměrně rozloženo, protože do místa příjmu do- spěje signál různými cestami. Je samozřejmé, že se velmi nepříznivě projeví na rozložení pole hustá panelová zá- stavba. „Nehomogenita pole je vždy větší v zastíněných oblastech. Zpravidla se zvětšuje se výškou nad povrchem země (nad střechou) je pole homogenější (což platí hlavně ve městech). Proto by měly být rozměrné antenní soustavy co nejvíce nad střechou. I střecha, především plechová, ovlivňuje rozložení elektromagnetického pole. Tak jako se s počasím mění kvalita dálkového příjmu, tak se může měnit i rozložení pole v místě příjmu, čímž se změní i charakter nehomogenity. Např. větší vlhkost způsobí větší odrazovost některých nerovností, stejně jako sníh nebo zamrzlá vodní plocha. Kromě těchto krátkodobějších vlivů může charakter nehomogenity měnit periodicky i např. růst listí na stromech, chmelnice, atd. Vliv nehomogenity pole můžeme eliminovat tím, že budeme realizovat antenní soustavy s neprevládajícím jedním rozměrem. To znamená, že např. dáme přednost soustavě „dvě a dvě“ antény nad sebou před soustavou čtyř antén vedle sebe (pokud ovšem ta není zámerem pro určitý diagram příjmu). Nemá smysl v antenních soustavách používat antény delší než asi  $4\lambda$ , protože při delší anténě jsou větší i celkové rozměry a zvětší se i délka propojovacího vedení, které má reálné ztráty (hlavně v V. TV pásmu). Obecně vzato nehomogenita bývá větší ve vodorovném směru (změna místa) než ve svislém (změna výšky). V malé výšce nad střechou ve velkoměstě tomu bývá naopak. Rozložení elektromagnetického pole ovlivňuje i nejbližší antény,

zvláště na stejné kmitočty, proto ne- související antény musí být dostatečně vzdáleny.

Pro naši anténní soustavu musíme najít dostatečně homogenní pole, aby přírůstek zisku byl maximální a diagram příjmu neodeformovaný. Velmi přesně zjistíme rozložení pole dipolem zhotoveným pro signál o kmitočtu, který budeme pak zpracovávat. Podle nejprvnějších hledisek by v uvažovaném prostoru nemělo kolísání úrovně signálu z dipolu překročit 0,5 dB! V praxi se musíme bez měřicích přístrojů spokojit se sledováním změn na přenosném televizoru. Pokud na za- šuměném obraze nespátráme žádné změny, je vše v pořádku. Při slabém signálu je lepší se orientovat podle šumu ve zvuku. Méně přesný výsledek dostaneme, budeme-li nehomogenitu prověřovat delší anténu. Při velmi malé intenzitě pole je to však obvykle nutné. Podrobný průzkum rozložení pole je důležitý a nutný a měl by předcházet každé stavbě anténní soustavy v výběru antény, abychom měli jistotu, že naše námaha nebude zby- tečná. Zvlášť důležité je to při stavbě anténních soustav s požadovaným dia- gramem příjmu, aby se nestalo, že minimum, se kterým počítáme, bude vlivem nehomogenity příliš mělké. Stav homogenity pole zjistíme i podle symetrie diagramu příjmu antény, zvláště pak anténní soustavy. Otočením sto- žáru a zeslabováním signálu útlumo- vými článci snadno zjistíme, zda jsou maxima na obou stranách stejně velká a minima stejně hluboká. Při zjišťování nehomogenity mají výhodu zkušení amatérů, kteří mají v přijímači vestavěn indikátor síly pole (S-metr). Stejně poslouží i indikace napětí AVC, která umožní sledovat plynulou změnu signálu při přemisťování antény. Naprostá většina amatérů však bude zjišťovat nehomogenitu příjmem na televizoru. Na obraze topícním se v šumu jen stěží rozeznáme změnu 2 dB. Nehledě na to, že ve dne se detaily na obrazovce ztrácejí ve velkém jasu oblohy. Proto znova opakuji, že je výhodné sledovat změny šumu ve zvukovém doprovodu.

## 6. Šum — náš největší nepřítel

V této kapitole bude probrána celko- vá šumová bilance soustavy anténa — zesilovač — přijímač a vliv jednotlivých členů této soustavy na výsledný poměr signál — šum. Cílem je odpo- vědět na otázky o zdrojích šumu a o reálných možnostech anténních technik, především anténních zesilovačů, jejichž možnosti se většinou pře- ceňují.

Primárním a rozhodujícím zdrojem signálu s určitým odstupem od šumu je anténa. Na jejích svorkách odebíráme vši signál složený z užitečného signálu  $S_{uz}$  a z šumu  $S_s$ , jejichž vzájemný poměr  $S_{uz}/S_s$  určuje, kolikrát je  $S_{uz}$  větší než šum, neboli vyjádřeno v dB, jaký je

odstup signál—šum. Tento odstup je po průchodu sebelepším zesilovačem vždy zhoršen, a to o šumové číslo  $F_{dB}$  zesilovače. Je-li signál veden rovnou do přijímače, zhorší se jeho odstup o šumové číslo přijímače. Odstup je dále zhoršován útlumem kabelu. Šumové číslo kvalitního zesilovače je vžak lepší než  $F_{dB}$  přijímače a ze základní teorie víme, že při použití zesilovače se šum přijímače uplatní toulkrát méně, kolikrát zesilovač zesiluje (zjednodušeno). Jinými slovy — zařazením dobrého zesilovače s malým  $F_{dB}$  a velkým ziskem  $G$  hned za anténu zhoršíme odstup signál—šum méně než když vedené signál rovnou do přijímače A v tom specifickém případě. Efekt je tím větší, čím lepší je zesilovač a horší přijímač a tím výšší kmitočet a větší útlum kabelu. Chceme-li výkon signál—šum zlepšit, musíme tedy dosáhnout pořád většího zisku až týden. Proto nejdříve v kabelu přijímače společně s mimořádně zlepšenou základním systémem — na závěrku zlepší příjem víc, než zesilovač s drahými zahradníčkami, tranzistory, které  $F_{dB}$  zesilovače zlepší většinou méně než očekáváme, v neposlední řadě i proto, že jejich optimální šumové přizpůsobení vyžaduje pečlivé nastavení často nedostupnými měřicími přístroji. Použití kvalitních zesilovačů je ovšem též oprávněné, neboť kromě kompenzace ztrát v kabelu eliminují i rozdíly v citlivostech přijímačů. Na UHF je šumové číslo přijímačů výjimečně menší než 6 dB, kdežto u zesilovačů není významnost  $F_{dB} = 2$  až 3 dB, proto je i vzhledem k velkému útlumu kabelu použití zesilovačů ekonomické a přináší výsledek. Ovšem v oblasti FM mají tuner v průměru  $F_{dB} = 3$  dB a útlum kabelu je značně menší, tedy zlepšení příjmu zesilovačem je poměrně malé. Jak dále uvidíme, u nižších kmitočtách je situace ještě komplikovaná rychle se zvětšujícím podílem kosmického šumu na celkovém šumu přítomném na svorkách antény. Jak vlastně vzniká šum v anténě? Abychom snadněji pochopili tu problematiku, zopakujeme a rozšíříme nejprve teorii šumu pro zesilovače.

### 6.1 Šum zesilovače

Úroveň šumu zesilovače je výhodné udávat ekvivalentní šumovou teplotou  $T_e$  přizpůsobené reálné zátěži, poskytující stejný šumový výkon

$P = kT_e \Delta f$  (5),  
kde  $k = 1,38 \cdot 10^{-23}$  Ws/K je Boltzmannova konstanta a  $\Delta f$  je ekvivalentní šumová šířka pásmá (např. u TV je  $\Delta f = 5,5$  MHz), přičemž zmíněná

$$T_e = (10^{\frac{F_{dB}}{10}} - 1)T_0 \quad (6),$$

kde  $T_0 = 293$  K je vztazná šumová teplota (teplota 20 °C v laboratorních podmínkách). Veličinu  $F_{dB}$  nazýváme „šumové číslo“, které ze (6) vyjádříme jako

$$F_{dB} = 10 \log \left( 1 + \frac{T_e}{T_0} \right) \quad (7).$$

Jeho velikost udává:

- počet dB, o které se zhorší odstup s-š po průchodu signálu zesilovačem,
- poměr skutečného výstupního šumového výkonu k výkonu, který do zesilovače vstupuje, a který je produktem teplého šumu konduktance generátoru při vztazné teplotě  $T_0 = 293$  K.

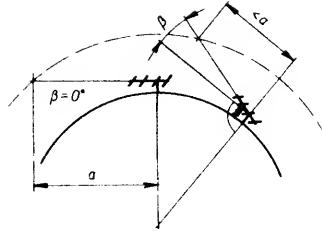
Veličina  $F_{dB}$  bývá ve starší literatuře označována jako „míra šumu“, ale my zůstaneme u pojmu šumové číslo. Méně často vyjadřujeme šumové číslo výkonově, jako podíl poměru s-š na výstupu a na vstupu, tedy

$$F = (s/\dot{S})_{výst}/(s/\dot{S})_{vst}.$$

U několikastupňového zesilovače určíme celkové šumové číslo ze Friisova vztahu

$$F_c = F_1 + \frac{F_2 - 1}{A_1} + \frac{F_3 - 1}{A_1 A_2} + \dots \quad (8),$$

kde  $A_i$  je  $A_i$  jsou šumová čísla z vztahem těch stupňů, uvažovaných výkonově. Je však důležité, že rozcházejí se vliv na výkonové čísla na první stupňi, který je významnější a může dosáhnout výšky až 1000 (např. vysílač na vysokou výšku). Při výpočtu zákonu zlepšení se využívají vztahy



Obr. 35. Vliv elevace antény na velikost šumu (vliv tepelné emise atmosféry)

Je-li na svorkách TV antény  $S_{stv} = 26 \mu\text{V}$ , pak poměr  $S_{stv}/S_{zv} = S_{stv}/U_{vst}$  = 20, neboť odstup 26 dB. Abychom dosáhli velmi dobrého obrazu s osciloskopem 40 dB hranice, když přesně být vzdálen 1000, musíme využít vliv elevace. Je-li na svorkách TV antény  $S_{stv} = 26 \mu\text{V}$ , pak poměr  $S_{stv}/S_{zv}$  je

Napětí  $U$ , budou však méně až víc zvětšena vlivem šumu z většího vzdálení. Kosmický šum obsahuje kromě šumu Slunce, Měsíce a planety především šum galaktický, který je maximální ve směru středu Galaxie, popř. ve směru některého spirálního ramene (Mléčné dráhy), a minimální ve směru galaktických pólů. Šum atmosféry je tvořen šumem vodních par a molekul kyslíku. Tyto částice absorbuji rádiové vlny (tzv. „rezonanční útlum“) s maximem na 22,2 GHz a 60 GHz. Šum vzniklý tepelnou emisí atmosféry klesá se stoupajícím náměrem antény, protože při větší elevaci se uplatňuje tenčí vrstva atmosféry, obr. 35. Šumová teplota  $T_a$  vlivem šumu kosmického a šumu atmosféry v závislosti na kmitočtu je vynesena v grafu na obr. 36. Pro nás jsou důležité limitující křivky součtu obou složek —  $T_{a \max}$  a  $T_{a \min}$ . Do jaké míry bude signál díky  $T_a$  zašuměn, určuje i směrová charakteristika antény, neboť kromě hustoty toku energie ze zdrojů šumu je  $T_a$  úměrná i efektivní ploše antény  $A = (G\lambda^2)/4\pi$  ( $G$  — zisk,  $\lambda$  — vlnová délka). Teplotu  $T_{a \max}$  budeme brát v úvahu v nejnepríznivějších případech. Je dána především velkým kosmickým šumem, proto ji lze uvažovat např. tehdy, je-li anténa nasměrována do míst oblohy, kam se promítá silný zdroj šumu — střed Galaxie nebo husté spirální rameno. Vlivem rotace Země není tento jev trvalý, ale mění se během dne i roku. Nastane např. v letních měsících ve večerních hodinách, kdy anténa natočená na jih směřuje současně do souhvězdí Střelce (střed Galaxie).  $T_{a \max}$  nezahrnuje jeden extrém, nastávající při nasměrování antény poblíž nebo přímo na Slunce (když je nízko nad obzorem). Jev může trvat i několik

### 6.2 Šum antény

Podebrané jako šumové číslo  $F_{dB}$  či  $T_e$  zlepšení jako šumové číslo  $F_{dB}$  zlepší zhoršení odstupu s-š po zesilení, udává ekvivalentní šumovou teplotu  $T_{ea}$  antény, do jaké míry je zhoršení odstupu vlivem antény a jejího okolí. Šum odebraný ze svorek antény se skládá z šumu kosmického, z šumu vzniklého tepelnou emisí atmosféry a z tepelného šumu povrchu Země. Vliv kosmického šumu a šumu atmosféry charakterizujeme šumovou teplotou antény  $T_a$ , která nesouvisí s teplotou vodivých částí antény. „Zašumění“ signálu tepelným vyzárovením Země vyjadřujeme šumovou teplotou povrchu Země,  $T_{pz}$ . Tato teplota napak souvisí s teplotou vodivých částí antény — je to vlastně teplota okolí  $T_0$ . Tuto teplotu má pak i anténa a její reálný odpor  $R_a$ , přetransformovaný na vstup zesilovače (75 Ω), je zdrojem tepelného šumu, jehož napěťovou úroveň určíme z (5) a ze vztahu  $P = U^2/R_a$ . Šumové napětí

$$U_s = \sqrt{kT_0 \Delta f R_a} \quad [\mu\text{V}; \text{K}, \text{MHz}, \Omega] \quad (9).$$

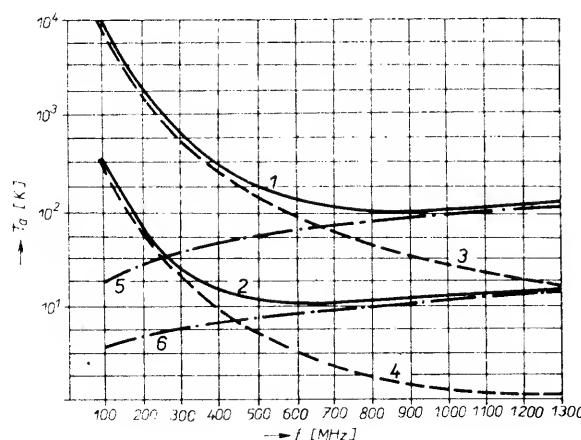
Velikost  $U_s$  je úměrná šumové šířce pásma a teplotě okolí, ale vůbec nezávisí na kmitočtu. Vliv  $\Delta f$  je zřejmý z následujících vypočtených  $U_s$  pro pásmo FM a UHF + VHF

$$U_{sFM} =$$

$$= \sqrt{1,38 \cdot 10^{-23} \cdot 293 \cdot 0,2 \cdot 75} = 0,25 \mu\text{V},$$

$$U_{sTV} =$$

$$= \sqrt{1,38 \cdot 10^{-23} \cdot 293 \cdot 5,75 \cdot 75} = 1,32 \mu\text{V}.$$



Obr. 36. Závislost celkové šumové teploty antény ( $T_a$ ) na kmitočtu  
1 —  $T_{a \max}$  (3+5), 2 —  $T_{a \min}$  (4+6), 3, 4 — max. a min. šumová teplota vlivem kosmického šumu, 5, 6 — max. a min. šumová teplota vlivem tepelné emise atmosféry

hodin, podle velikosti hlavního laloku antény, a čtenáře asi překvapí, že po toto dobu se odstup signál—šum i v pásmu UHF zhorší až o několik dB! Křivka  $T_{a\min}$  platí tehdy, jsou-li všechny okolní vlivy minimální, což v praxi nastane zřídka, a proto budeme počítat s teplotou  $T_a$  mezi oběma křivkami. Z praktického hlediska budou okolní vlivy zvyšující  $T_a$  antény menší, bude-li mít anténa velkou směrovost a minimální postranní maxima, když bude nasmerována na sever a když její náměr bude větší než  $0^\circ$ .

Sumový výkon přijatý anténou je dán vztahem

$$P_a = kT_a \Delta f.$$

Pak podle (9) určíme šumové napětí  $U_s$ . Přečteme-li z grafu na obr. 36  $T_{a\max}$  a  $T_{a\min}$  pro kmitočty VHF, FM a UHF, pak můžeme vypočítat, že se v pásmu UHF zvětší celková úroveň šumu vlivem kosmického šumu a šumu atmosféry pouze o několik desetin  $\mu$ V. V pásmu VHF se úroveň šumu zvětší o několik  $\mu$ V, tedy značně, a v pásmu FM maximálně o 1  $\mu$ V, což je vzhledem k  $U_s = 0,25 \mu$ V (šum  $R_a$ ) rovněž značné. Z uvedeného plynou důležitého poznatky:

- v pásmu UHF má dominantní podíl na celkovém šumu z antény teplenný šum  $R_a$ . Napětí  $U_s = 1,32 \mu$ V se velmi málo zvětšuje vlivem ostatních šumů. Ovšem pokud není použit dobrý zesilovač, je odstup citelně zhoršen o  $F_{dB}$  přijímače;
- v pásmu FM a VHF velmi rychle roste podíl kosmického šumu, tvoří zde hlavní složku celkového šumu. S klesajícím kmitočtem jsou šumová čísla přijímačů stále lepší, jejich podíl na zhoršení odstupu s-š je s klesajícím kmitočtem méně významný.

Odstup s-š se kosmickým šumem zhoršuje mnohem více. A vezmeme-li v úvahu, že na FM není mezi  $F_{dB}$  přijímače a zesilovače velký rozdíl, pak zesilovač musí být velmi kvalitní a i přesto přináší jeho použití až na výjimečné případy malý efekt. Proto na nízkých kmitočtech ještě důrazněji platí, že chceme-li příjem zlepšit, učíme tak zvětšením zisku anténního systému.

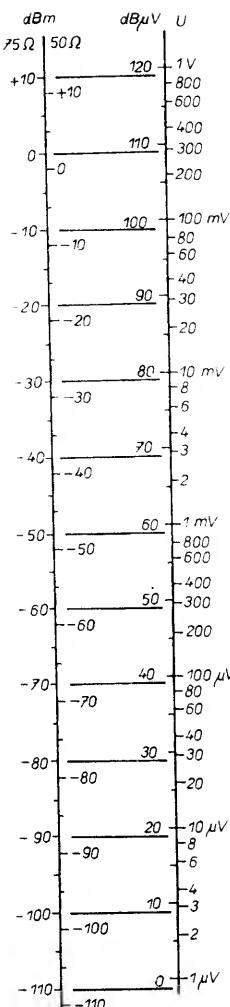
Pro náročnější čtenáře jsou určeny další rádky, ve kterých, na rozdíl od předcházejících, je vliv antény a zesilovače na celkový odstup s-š pojat komplexně, což umožní vyvodit zajímavé závěry.

### 6.3 Jednotky dBm a dB $\mu$ V

Nejprve je nutné se seznámit s jinými jednotkami, usnadňujícími některé výpočty. Napětí v  $\mu$ V se často převádí na dB a to jako poměr vůči dohodnuté vztážné jednotce, kterou je 1 mW. V dB má značku dBm a určuje, kolikrát je výkon signálu větší či menší než 1 mW. Výkon  $P = U^2/R$ ,  $R = 75 \Omega$  pak pro výkon 1 mW je třeba napětí 274 mV, které označíme 0 dBm. Převod mezi těmito jednotkami určíme buď z obr. 37 nebo početně:

$$U[\mu V] = 273861 \cdot 10^{U[dBm]/20}$$

Údaje v dBm umožňují snadný výpočet úrovně signálu v rozvodu. Např. anténa dává signál 50  $\mu$ V (−76 dBm), který je 10x zesílen (20 dB) a 4x zeslaben



Obr. 37. Převod  $U$  na dBm a dB  $\mu$ V

útlumem kabelu (−12 dB). Potom výsledná úroveň  $U = -76 \text{ dBm} + 20 \text{ dB} - 12 \text{ dB} = -68 \text{ dBm}$ , neboť 125  $\mu$ V při  $R = 75 \Omega$ . Podobně můžeme využít i údaj v dB $\mu$ V, který udává, kolikrát (v dB) je signál silnější než 1  $\mu$ V. Např. 10  $\mu$ V = 20 dB  $\mu$ V (obr. 37).

### 6.4 Šum soustavy anténa—zesilovač

Závěry plynoucí z definice šumového čísla  $F_{dB}$  (7) platí beze zbytku pouze tehdy, vstupuje-li do zesilovače šumový výkon od konduktance generátoru, a to při teplotě  $T_o = 293 \text{ K}$ . V praxi však do zesilovače vstupuje signál, jehož odstup od šumu je dán ekvivalentní šumovou teplotou antény  $T_{ea}$ , která se může od  $T_o$  i radikálně lišit. Podle (5) můžeme šumový výkon zesilovače vztázený ke vstupu vyjádřit vztahem  $P_z = kT_o \Delta f$ , který upravíme do tvaru

$$P_z = -114 + 10 \log \Delta f + F_{dB} \quad [\text{dBm; MHz, dB}].$$

Lze odvodit, že v případě soustavy anténa—zesilovač je její celkový šumový výkon vztázený ke vstupu

$$P_s = -114 + 10 \log \Delta f + 10 \log \frac{T_{ea} + T_o}{T_o} \quad (10).$$

Dosadíme-li  $\Delta f = 5,75 \text{ MHz}$ ,  $T_a = T_o = 293 \text{ K}$  a vyloučíme zesilovač ( $T_o = 0$ ), dostaneme tzv. „mezní citlivost antény“ (odstup 0 dB) při teplotě okolo  $20^\circ \text{C}$  s výsledkem  $P_s = -106,4 \text{ dBm}$ , což odpovídá napětí 1,32  $\mu$ V (viz dříve). Po-

dobně pro  $\Delta f = 0,2 \text{ MHz}$  (FM) dostaneme  $P_s = -121 \text{ dBm}$ , neboť napětí 0,25  $\mu$ V. Přidáme-li k této anténě zesilovač s  $F_{dB} = 6 \text{ dB}$  ( $T_o = 865 \text{ K}$ ) a určíme-li mezní citlivost soustavy anténa—zesilovač, dostaneme  $P_s = -100,4 \text{ dBm}$ , popř.  $P_s = -115 \text{ dBm}$  (FM). Zjistíme, že se citlivost zhorší o 6 dB a v tomto případě platí, že signál po průchodu zesilovačem zhorší svůj odstup od šumu o  $F_{dB}$ . Vraťme se však k reálné hodnotě  $T_{ea}$ , která může být např. na 100 MHz rovna 1000 K. Uvažujeme soustavu složenou z antény s touto  $T_{ea}$  a zesilovače s šumovým číslem  $F_{dB} = 6 \text{ dB}$ , které pak zlepšíme na  $F_{dB} = 1,5 \text{ dB}$  ( $T_o = 120 \text{ K}$ ). Pro oba případy vypočteme  $P_s$  a určíme jejich rozdíl. Dostáváme, že  $|P_{s2}| - |P_{s1}| = 115,1 \text{ dBm} - 112,9 \text{ dBm} = 2,2 \text{ dB}$ . Tedy při zlepšení  $F_{dB}$  zesilovače o 4,5 dB se celkový odstup s-š vlivem velké  $T_{ea}$  zlepší pouze o 2,2 dB!!

Dosud jsme pro jednoduchost předpokládali aditivnost šumové teploty antény  $T_a$  s šumovou teplotou povrchu Země  $T_{pz} = T_o$ , tedy že  $T_{ea} = T_a + T_o$ , což pro kmitočty, které nás zajímají, není velká chyba. Výpočet  $T_{ea}$  je obecne velmi složitý a provádí se v integrálním tvaru. Jelikož zdroje šumu nepůsobí pouze spojite, ale i diskrétně (včetně teplenného vyzařování zemského povrchu), podíly jednotlivých složek se přečítávají pomocí váhových součinitelů. Výpočet je vždy pouze orientační, v praxi se vychází z naměřených údajů.

Vztah (10) je velmi užitečný a s ohledem na změně teploty  $T_{ea}$  lze z něho vyvodit tyto závěry: Mějme soustavu anténa—zesilovač, u které zlepšíme  $F_{dB}$  zesilovače např. o 3 dB. Potom

- je-li  $T_{ea} > T_o$  (např. u FM), zlepší se celkový odstup s-š o méně než 3 dB,
- je-li  $T_{ea} < T_o$ , pak může čtenář podle (10) ověřit, že se celkový odstup s-š zlepší o více než 3 dB,
- je-li  $T_{ea} = T_o$  (laboratorní podmínky), zlepší se celkový odstup také o 3 dB.

V praxi počítejme s tím, že v pásmu FM je velikost  $T_{ea}$  řádu  $10^3 \text{ K}$  a v pásmu UHF řádu  $10^2 \text{ K}$ . Pouze u kmitočtu řádu jednotek GHz může být  $T_{ea}$  řádu  $10^1 \text{ K}$ . V takovém případě může zlepšení  $F_{dB}$  o 1 dB přinést viditelný efekt, což nám potvrdí průkopníci družicové televize. Čtenář si jistě všiml, že i tyto závěry potvrzují skutečnost, že se snižujícím se kmitočtem je přenos zesilovače stále menší, méně se uplatňuje i šum přijímače, a proto neúměrně zlepšování parametrů zařízení, pracujících na nízkých kmitočtech, je méně ekonomické.

## 7. Dálkový příjem v těžkých podmínkách

### 7.1 Jak začít s dálkovým příjemem?

Předem je si třeba uvědomit, že dálkový příjem je záležitost časově a bohužel i finančně náročná. Zájemci o dálkový příjem většinou vědí, které vysílače lze v okolí přijímat. Není problém porozhlédnout se po okolí a podle druhu a četnosti antén nasměrováných do různých směrů určit, které vysílače jsou v okolí nejčastěji přijímány. Máme-li možnost, ověříme si u někoho v okolí, jak jakostní je dálkový příjem.

Vždy si však nejprve ozřejmíme svou zemepisnou polohu, abychom globálně zhodnotili pravděpodobnost dálkového příjmu. K tomu poslouží např. i podrobná mapa vysílačů, z níž zjistíme polohu vysílačů, které nás zajímají. Pro

další práci je nutné znát i polohu místních (domácích) vysílačů. Zjištěné polohy vysílačů si promítne do reliéfu krajiny tak, jak ji vidíme z místa, kde bude stojár antény. Z tohoto místa usoudíme na výskyt překážek v šíření signálu (budovy, terénní nerovnosti, atd.). Výsledky našeho rozboru neuště konfrontujeme s tím, co jsme viděli na okolních domech. U žádaných vysílačů si všimneme, na kterých kanálech vysílájí (popř. polarizaci), totéž zjistíme pro nejbližší domácí vysílač a ostatní dominantní tuzemské vysílače. Neopomeneme zjistit, nevysílá-li některý silný vysílač na kanálu, na kterém chceme přijímat zahraniční vysílač. Zajímat nás budou i silné signály na vedlejším kanále.

Po takto získaném přehledu víme, na které vysílače se máme přednostně zaměřit a dostaváme se k úkolu stěžejnímu, a to je zjištění intenzity a rozložení elektromagnetického pole v místě, kde chceme postavit stojár. Někdo má tu výhodu, že mu střecha poskytuje několik možností, kam umístit stojár. Pak je na místě „zmapovat“ všechna místa a vybrat to nejlepší. Relativně hůře jsou na tom ti, kteří mají k dispozici omezený prostor a vědí, že anténa musí stát právě na jediném místě. Ke zjištění úrovně kvality signálů použijeme přenosný televizor (nejlépe „Merkur“) a širokopásmovou anténu. Kvalitnímu televizoru dáme přednost před jednoduchým měřicím přístrojem. Jednoduchý měřicí přístroj totiž změří něco, co začátečníkovi nic neřekne a neumožní zjistit přítomnost odrazů (duchy), popř. jiná rušení. Televizní přijímač pomůže začátečníkovi získat základní představu o zpracovatelnosti signálů. Jakou použijeme anténu? Jak jsme již řekli, širokopásmovou, a co nejkratší, ale se středním ziskem (10 až 12 dB). Nejlépe vyhoví antény TVa a Color-Spektrum (v pásmu UHF). Pro příjem ve III. TV pásmu použijeme několikaprvkovou pásmovou anténu Yagi, která obsahne celé III. pásmo, nebo alespoň jeho horní část. Na nejnižších kmitočtech provozujeme dálkový příjem méně často — ke zkouškám pak používáme jednoduchý dipol. Proč zkoušet příjem raději kratší anténu? Protože s ní snadněji zjistíme skutečné rozložení elektromagnetického pole, jeho nehomogenitu. Zjišťovat budeme tedy nejen úrovně signálů, ale i nehomogenitu pole, tzn. jak se v nejbližším prostoru signál při pohybu anténou mění.

Pro experimentování zvolíme „normální“ počasí pro dálkový příjem (viz kapitola 1). Pro jistotu je vhodné zeptat se jiného amatéra, který již delší dobu provozuje stejnýho koníčka, zda nejsou právě neobvyčejně příznivé podmínky, či naopak. Je velmi výhodné, můžeme-li si u někoho naladit na předvolbách požadované kanály.

Anténu a televizor propojíme co nejkratším souosým kabelem, nejlépe tlustším, opatřeným na konci konektorem. Použijeme-li dvojlinku, pak nejlépe novou, oválnou. I pouze několik měsíců stará dvojlinka vystavená povětrnostním vlivům má zcela určitě zhoršené vlastnosti (útlum), především ve městech. Anténu uchytíme na lehkou tyč (i dřevěnou), ke které blízko antény přivážeme i kabel. Začátečníkům činí největší potíže naladit správný kanál na TVP (nemají-li kanály předem nastaveny). Pomůže, nalaďme-li přijímač na místní vysílač

(známý kanál), popř. na jiný silný tuzemský vysílač, o kterém víme, na kterém kanálu vysílá. Získáme tím představu, kde asy žádaný signál hledat, či „nad“, „pod“ nebo „mezi“ známými kanály. Anténu natočíme správným směrem, zachytíme-li signál, musíme získat jistotu, že je to ten pravý, nejlépe podle zvukového doprovodu. Zvukového doprovodu si všimáme i při hledání nejlepšího místa s ohledem na velikost signálu, protože u slabých signálů jsou ve dne na střeše změny na televizní obrazovce špatně patrné.

Zachytíme-li v pásmu UHF anténou se ziskem 10 až 12 dB a s krátkým kabelem (do 5 m) bez zesilovače signál, který na obrazovce vytvoří labilní obraz (bez zvuku), na kterém pouze něco tušíme a který vypadává ze synchronizace (nebo naladíme-li náznaky zvuku bez obrazu), můžeme říci, že i s nejvýkonnější anténou a s nejlepším zesilovačem bude obraz neupouštěný. Použijeme-li výkonnou čtyřčlennou anténní soustavu s  $G = 18$  až 22 dB, bude obraz stále zašuměný. Přičemž zisk 22 dB lze realizovat pouze na konci V. pásmu. Vezmemme-li v úvahu, že při dálkovém příjmu signál někdy značně kolísá, že slabý signál je málo odolný proti rušení, bude příjem značně nespolehlivý a závislý na počátku. Jako velmi užitečnou pomůcku lze využít série fotografií na obálce. Z fotografií jsou zřejmě reálné možnosti anténní techniky. Cejchovanými útlumovými článci byla za nepřetržité kontroly velikosti signálu simulována situace, jako bychom na K55 přijímali signál dodaný dipolem nebo až čtvrtičí upravených antén TVa. Ve skutečnosti byl zpracováván signál na K52, PLR 1. Útlumové článci byly ocejchovány podle zisků antén změřených na K55, proto ona „transformace“ o 3 kanály výše. Podobné fotografie byly pořízeny i na K35 (stejným způsobem), jehož signál byl nejprve zeslaben na úroveň signálu z K52. Výsledky byly shodné a to proto, že šumové číslo vstupního dílu TVP se v pásmu UHF příliš nemění a navíc jemné detaily fotografie a následná reprodukce nezachytí.

Představme si tedy, že na K55 zpracováváme signál: nejprve dipolem ( $G = 0$  dB), pak jednou pětiprvkovou anténu typu B (6 dB), dvojicí těchto antén (8,5 dB), anténu TVa bez úpravy (12,5 dB), 2 upravenými anténami X-COLOR (18 dB) a konečně 4 anténami TVa s úpravou (22 dB). Fotografie na obr. 38 zachycují signál i po zesílení

Obr. 38. Vliv antény a zesilovače na kvalitu přijímaného signálu (viz 2. a 3. strana obálky)

zesilovačem (2x MOSFET,  $F = 2,8$  dB, a  $G = 32$  dB na 750 MHz).

Z obrázků je patrné, jak kvalitní zesilovač (zde zájemně s velkým ziskem) eliminuje vliv šumu přijímače. Po vyloučení vlivu televizoru (AVC) můžeme říci, že změna zisku v dB antén a soustav přímo znamená zlepšení odstupu s-š o stejný počet dB viditelný v pravém sloupci. Z obrázků si lze představit, jaký výsledek má zdvojení antén (2,5 dB) nebo jaký je rozdíl mezi čtvrtičí oproti jedné anténě (5,5 dB při pečlivém provedení), či přímo viditelný rozdíl mezi jednou anténou TVa bez úpravy a čtvrtičí těchto antén s úpravou. Zároveň můžeme poznamenat, že změnu poměru s-š = 2 dB rozeznáme pouze jako skokovou změnu na obraze s neměnnou scénou (nejlépe monoskop), a to ještě spíše na zvukovém doprovodu. Změna 4 dB je již patrnější a je ji vidět i po delší časovém úseku (např. při výměně útlumového článku). Cílem je obraz horší, tím jsou změny patrnější.

## 7.2 Příjem slabého signálu rušeného silným vysílačem na vedlejším kanále

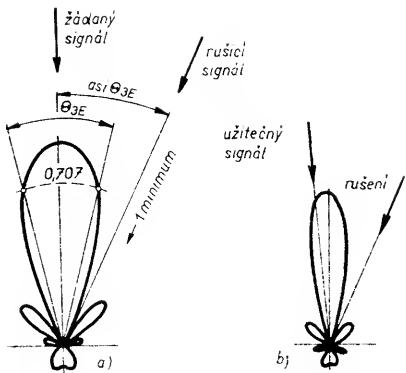
Dnešní síť televizních vysílačů je tak hustá, že v některých místech stěží najdeme ve III. nebo IV. TV pásmu volný kanál. Není proto výjimkou, že se setkáme s případy, kdy je slabý signál rušen silným vysílačem na sousedícím kanále. Vlivem nedostatečné selektivity televizoru a vlivem toho, že se sousedící kanály ve skutečnosti i mírně překrývají, vzniká křížová modulace, silný signál proniká do slabého. Zpravidla, je-li rušící signál na vyšším kanále, projeví se nezádoucí zkreslení nejprve vodorovným tmavším proužkem (vodorovně zatemňovací impulsy rušičího vysílače). Průběžek se pohybuje a při zmenšení odstupu žádoucího a rušivého signálu se objeví i širší svíšlý pruh (svíšlý zatemňovací impuls) a nakonec se na pozadí žádaného obrazu pohybuje obraz z rušičího vysílače (obr. 39). Zvukový doprovod je zkreslován, nejčastěji vrčením. Je-li rušící signál na nižším kanále, je obraz nejčastěji rušen zvlněnými či šíkmými čarami (moiré). Rušivý signál lze odstranit zvětšením úrovně žádaného signálu nebo lépe zmenšením úrovně signálu nezádoucího vysílače.

### Potlačení rušení využitím diagramu antény

Využíváme-li této metody, pak je pro nás rozhodující úhel mezi oběma signály a nutná znalost směrového diagramu antény. Budeme využívat prvního minima příjmu, které většinou známe (úhel 1. minima od osy antény je



Obr. 39. Křížová modulace



Obr. 40. Odstranění rušení využitím diagramu antény

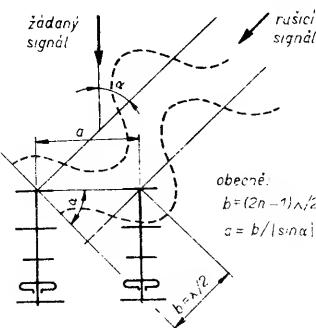
přibližně roven úhlu příjmu pro pokles  $-3$  dB, (obr. 40a), a které je ze všech minim nejostřejší. Členitost ostatních postranních laloků se většinou nedává, neznáme tedy ani ostatní minima a proto vystačíme s jednou anténu pouze tehdy, bude-li rušící signál svírat se signálem užitečným úhel  $20$  až  $50$ . Princip pochopíme z obr. 40a, 40b. Rušící signál umístíme do minima i tehdy, je-li potřeba anténu od žádaného vysílače mírně odklonit. Žádaný signál se zmenší např. o  $2$  dB, ale rušící signál umístěný v minimu bude zeslaben o více než  $30$  dB.

#### Potlačení rušení anténní soustavou

Je-li rušivý signál velmi málo odklopen od signálu žádaného ( $< 20^\circ$ ), nebo naopak, je-li úhel velký ( $> 90^\circ$ ) a i tehdy, požadujeme-li větší zisk, použijeme dvě až čtyři antény, v tomto případě řazené vedle sebe. K tomu potřebujeme znát nejen celý diagram antén, z nichž je soustava složena, ale i diagram stejně početné soustavy soufázově napojených všeobecných zářičů. To proto, že výsledný diagram např. dvou antén se rovná součinu diagramu jediné antény s diagramem dvou všeobecných zářičů. Znalost celého diagramu antény činí potíže, ale v praxi naštěstí vystačíme se směrovými diagramy všeobecných zářičů (obr. 18), protože tam, kde má minima soustava těchto zářičů, má minima i konečná soustava. Chceme-li použít soustavu ze čtyř antén vedle sebe, bude lepší případ řešit po částech, tj. dvě dvojice dalej řešit jako dvě antény (s diagramem jako dvojice) řazené vedle sebe. Z obr. 17 vidíme, že dvojice všeobecných zářičů má tím více minima, čím dalej jsou zářiče od sebe. Minima se objeví až při vzdálenosti  $0,5\lambda$  ( $90^\circ$ ,  $270^\circ$ ) a při rozteči  $2\lambda$  jsou minima symetricky  $19^\circ$ ,  $49^\circ$ ,  $131^\circ$ ,  $165^\circ$ ,  $195^\circ$ ,  $229^\circ$ ,  $311^\circ$  a  $345^\circ$ . Známe-li tedy úhel mezi rušícím a žádaným signálem, určíme z obr. 18 potřebnou rozteč antén a k této rozteči vybereme typ antény, pro níž je určena rozteč vhodná i vzhledem k energetickému přírůstku.

Úlohu můžeme řešit i jednodušeji. Využijeme toho, že setkají-li se dva signály stejného kmitočtu, stejné vlny, ale opačné fáze, pak se vzájemně ruší. Tento případ nastane, setkají-li se takové signály s fázovým posuvem  $b$  rovným lichému násobku půlvlny ( $b = (2n-1)\lambda/2$ ). Umístíme-li dvě antény tak, aby na anténu vzdálenější od

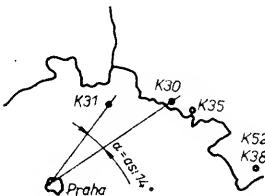
rušícího vysílače dospěl nežádoucí signál o  $\lambda/2$  později, odstraníme rušící signál téměř úplně (obr. 41) a žádaný signál se bude samozřejmě sčítat.



Obr. 41. Odstranění rušení využitím diagramu anténní soustavy

Poznátky si názorněji vysvětlíme na následujících příkladech.

V západní části Prahy přijímáme jedinou anténu oba programy PLR (K30, K35), viz obr. 42. Signál na K30 je rušen několikanásobně silnějším signálem na K31. Úhel mezi signály je asi  $14^\circ$  a jelikož anténu s úhlem příjmu  $14^\circ$



Obr. 42. Situace příjmu na K30 a K35

prakticky nelze realizovat, jsme nuceni použít anténní dvojici. To je výhodné i proto, že signálu většinou není nazbyt. Z kapitoly anténních soustavách víme, že dvojice antén v optimální vzdálenosti má zhruba poloviční úhel příjmu (tedy i úhel prvních min). Musíme tedy vybrat anténu, která má úhel příjmu  $0_{3E} = 28^\circ$  a dostatečnou šířku pásma, aby uspokojivě přijímal K30, K35. Tomu využíváme anténu typu F. Tu spočítáme pro K35, optimální horizontální rozteč je pak  $2,2\lambda$ . Na K30, K31 bude mít anténa a tím i soustava menší zisk, tedy širší diagram ( $\theta_{3E} = 32^\circ$ ) a tedy i o něco menší optimální rozteč (asi  $1,9\lambda$ ). Požadujeme-li, aby soustava měla na K31 úhel nul  $28^\circ$ , musíme optimální rozteč  $1,9\lambda$  mírně zvětšit (asi na  $2,1\lambda$ ). Optimální rozteč antén můžeme určit z diagramu na obr. 18. Vidíme, že soustava všeobecných zářičů a tedy i výsledná soustava antén má minimum  $14^\circ$  pro rozteč o něco větší než  $2\lambda$ . A konečně optimální vzdálenost antén určíme i podle obr. 41:

$$a = b / [\sin \alpha] = 272 / \sin 14^\circ = 1124 \text{ mm} (2,06\lambda)$$

Všechny úvahami jsme dospěli ke stejným výsledkům. V praxi počítáme s malou chybou, proto optimální rozteč nastavíme až při konečné montáži. Tomu musíme podřídit mechanické provedení, které musí umožňovat posuv jedné z antén. Úhel mezi K30 a K35 je velmi malý a proto soustavu násmerujeme na slabší signál (K35). Načtení antény optimalizujeme pomocí útlumového článku, neboť na silně zašuměném obrazu jsou změny více patrné. Polohu pak zajistíme proti pootočení a mírnou změnou diagramu soustavy posouváním jedné z antén dosáhneme obrazu bez rušení nebo co

nej slabšího obrazu rušícího vysílače. V dostatečně homogenní poli je taková soustava velmi účinná a je to jediný spolehlivý prostředek, jak účinně odstranit silný signál na vedlejším kanále. Výsledek nebude vždy stoprocentní. Ideální místo bez odrazů téměř neexistuje, rušící signál proto dospěje na soustavu i jinou než přímou cestou a nebude soustavou účinně potlačen. Tento odraz pak způsobí malé zbytkové rušení. Vliv odrazu zmenšíme použitím soustavy s malými postranními laloky. Navrhujeme-li dvojici antén podle obr. 18 či 41 a vyjde-li rozteč např.  $1,95\lambda$ , která není optimální pro žádnou z antén v tab. 8 (mezi typy E a F), použijeme vždy anténu s větší doporučenou roztečí (zde typ F).

Při aplikaci antény typu E budou zvětšeny postranní laloky, kdežto při použití typu F se postranní laloky naopak zmenší. V uvedeném příkladu lze použít i antény X-COLOR, zvláště „neostříhané“. Pro antény TVa je rozteč  $2,1\lambda$  příliš velká, musela by se použít tříčlenná soustava, což není ekonomické. Lze použít i antény typu SCA ... (NDR).

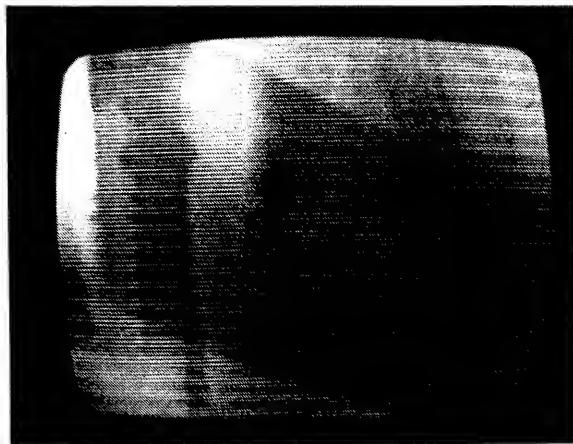
#### Částečné odstranění rušení selektivním zesilovačem nebo zesilovačem a odladovačem

Nelze-li z určitého důvodu soustavu antén použít, nebo nedává-li soustava stoprocentní výsledky, pokusíme se rušící vysílače částečně odlatit selektivními obvody. Slížko částečně je na místě, protože na UHF jakost obvodu nedovolí, aby byl dosáhli velké selektivity. V oblastech, kde signál vysílače na K30 a K35 svírá malý úhel, zpracováváme většinou oba signály jednou anténou a používáme pásmový či širokopásmový zesilovač. Zesílení signálu rušícího vysílače vede nutně k dalšímu zhoršení příjmu. Nežádoucí signál zmenšíme selektivním odladovačem, který zařadíme až za 1. stupeň zesilovače, neboť nedostatečná selektivita odladovače způsobí zeslabení žádaného signálu. Použijeme odladovač s „ostřejší“ útlumovou charakteristikou na nižším kmitočtu (např. obr. 119).

Chceme-li pro kvalitu příjmu na K30 udělat maximum, pak je dobré zpracovat tento signál zvláště. Signál z anténní soustavy přivedeme na vstup několikaobvodové pásmové propusti (obr. 65) s velkou jakostí a pak zesílíme kanálovým zesilovačem. Příjem na K35 je nutné řešit samostatnou anténu. Počet antén (v tomto případě 3) můžeme zmenšit na dvě, ovšem za cenu poměrně složitého zpracování signálů. Signály z anténní soustavy nejprve zesílíme pásmovým zesilovačem a poté rozbočíme selektivní výhybkou. Oba signály zpracováváme selektivně zvláště a opět sloučíme. Toto řešení většinou není potřebné, zmínili jsme se o něm proto, že je nutné použít jej při realizaci menšího domovního rozvodu. Oddělené zpracování signálů umožňuje srovnat jejich napěťovou úroveň před zesílením výkonovým zesilovačem. Použité zesilovače, pásmové propusti a odladovače jsou popsány v kapitole o anténních zesilovačích.

Stejný problém jako na K30 se v některých částech Prahy vyskytne při zpracování signálu na K27 (DDR F1). Rušení na K27 je místní vysílač — to přináší značné komplikace, chceme-li širokopásmovou anténu zpracovat i K39 (DDR F2). Výkonný širokopásmový

Obr. 43. Párování řádků



zesilovač se neobejde bez odladovače, který ovšem zeslabí i signál na K27. Proto použití anténní soustavy podle obr. 41 je pro zeslabení místního vysílače nutné. Tento případ se vyskytuje v Praze v městech, kde není možné přijímat vysílač Drážďany (K29, K10). Používáme-li k odladění rušení na vedlejším kanále odladovač, je výhodné umístit jej i před televizorem. Není-li na konci svodu rezerva signálu dostatečná, zařadíme před odladovač podpůrný jednostupňový zesilovač.

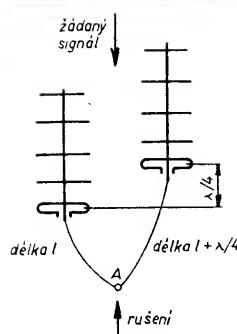
### 7.3 Příjem slabého signálu rušeného silnějším signálem na stejném kanále

Řešení tohoto problému patří mezi nejdlouhavější a nejnáročnější práce při dálkovém příjmu. Parazitní signál stejného kmitočtu vylučuje možnost použít odladovač nebo pásmovou propust, proto všechna řešení spočívají na využití směrového diagramu anténních soustav a vlastností vedení.

„Míchají-li“ se dva signály „do sebe“, může být výsledný nepríznivý jev různý — nejmírnější je tzv. „párování“ řádků. Objevuje se na obrazovce nejprve nesouvisle (ve formě širšího svíslého pruhu od zatemňovacích impulsů), postupně je obraz stále více „proužkování“, začne se kroutit a obrazy se mohou vzájemně posouvat (podobný jev jako u křížové modulace). V Praze a okolí se vyskytuje jev trvale na K31 (Ještěd a Krašov), obr. 43, ale nastane také při extrémním počasí např. na K30 (PLR 1 + DDR F2), K35 (PLR 2 + CST 2), K39 (DDR F2 + CST 2) nebo na K55 (Hoher Bogen + Büttelberg Würzburg). Interference s rušícím vysílačem se projevuje i vodorovnou pohybující se „roletou“ z tmavších čar. Pro oči nejvíce nepříjemné a unavující je „vrkání“ rušicího signálu na pozadí žádoucího obrazu, která přeroste ve skákající potrhaný obraz složený z obou signálů (např. na K28 nebo K37).

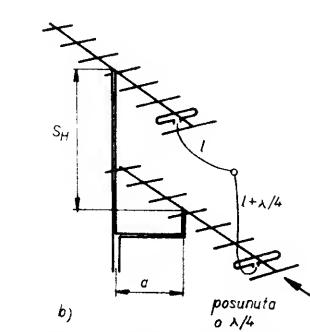
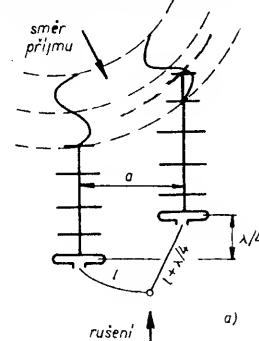
### Odstranění rušení anténou nebo anténní soustavou

Využijeme všech metod popsaných v předchozí části, tedy např. podle obr. 40, 41. Než přejdeme ke konkrétním údajům, popíšeme některé zvláštní případy. Je-li rušící signál přímo ve směru žádaného, nelze situaci řešit. Ovšem šíří-li se rušící signál přímo ze zadu ( $180^\circ$ ), lze situaci řešit snadno. Použijeme soustavu dvou libovolných antén, umístíme je do správné vzdálosti, ale jednu z nich posuneme o  $\lambda/4$  k rušícímu vysílači. K této anténě pak připojíme kabel libovolné, ale ne příliš velké délky  $l$ . Ke druhé anténě pak připojíme kabel o délce  $l + \lambda/4$



Obr. 44. Odstranění rušení šířícího se přímo od zadu ( $180^\circ$ )

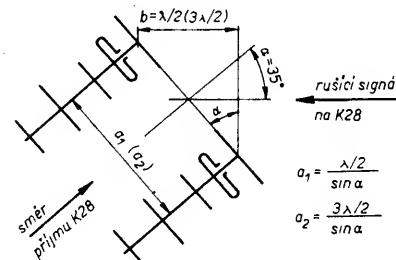
(počítáme s činitelem zkrácení!). Zamyšlímme-li se nad obr. 44, zjistíme, že ze zepředu se signály sčítají, signály ze zadu budou v bodě A posunuty o  $\lambda/2$ , tedy v protifázi a tím se ruší. Liší-li se úhel obou signálů mírně od  $180^\circ$ , pak uvážíme, zda se smíříme s degradací zisku soustavy (budou-li antény orientovány ve směru rušicího vysílače) nebo při maximálním zisku s nepostačujícím odrušením (antény nasměrovány na žádaný vysílač). Je zřejmě lepší dát přednost první variantě a pokusit se antény uspořádat podle obr. 45a. Pak je nutné upravit vzdálenost a a k ní vybrat vhodně antény. Vychází-li vzdá-



Obr. 45. Odstranění rušení šířícího se ve směru mírně odlišném od zadního

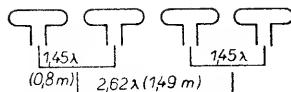
lenost a malá, nevhodná pro výkonné antény, můžeme soustavu uspořádat podle obr. 45b. Antény umístíme nad sebou ve správné vzdálosti a např. spodní anténu odchýlíme ve vodorovném směru o vypočtenou vzdálenost a a zároveň ji posuneme o  $\lambda/4$  k žádanému vysílači. Při pohledu shora se situace jeví jako na obr. 45a.

Přejdeme k praktickým příkladům. V západní části Prahy přijímáme kanál 28. Signál je slabý a je intenzívě rušen vysílačem Rychnov n. K., vysílajícím na stejném kanále. Situace je komplikována tím, že na K26 musíme počítat s místním vysílačem. Navíc je příjem velmi často rušen interferencemi od vysílače Grünten Allgäu, který i přes značnou vzdálenost způsobuje párování řádků. K tomuto poslednímu jevu můžeme říci, že je neodstranitelný, protože uvedený alpský vysílač je pro Prahu a okolí prakticky ve stejném směru příjmu. Situaci na K28 budeme řešit podle obr. 41. Směrové přímkы signálů z obou vysílačů svírají úhel  $35^\circ$ . Vypočteme rozteč antén pro fázový rozdíl rušicího signálu o  $\lambda/2$  a  $3\lambda/2$  (počítáme s  $\lambda$  obrazu). Dostáváme:  $a_1 (b=\lambda/2) = 495$  mm ( $0,87 \lambda$ ), viz obr. 46,  $a_2 (b=3\lambda/2) = 1485$  mm ( $2,62 \lambda$ ).



Obr. 46. Situace příjmu na K28

Z tabulky antén vyčteme, že rozteč  $0,87\lambda$  je příliš malá a vyhovovala by spíše tříprvkové anténě, což se nehodí. Rozteč  $2,62\lambda$  je vhodná pro nejdelší typy antén s úhlem příjmu  $20^\circ$  až  $24^\circ$  (délka antén na K28 je asi 4 m). V tomto případě musíme bedlivě zvážit, zda jsme pro tak dlouhé antény schopni zajistit homogenní pole. Nehomogenita by se projevila nejen zmenšením zisku (max. teoretický zisk by měl být 17,5 dB), ale také nesymetrií diagramu soustavy, což v tomto případě rozhodně nechceme. Použijeme-li kratší antény, pak příliš velká rozteč dá vznik nepříznivě velkým postranním lalokům. Jak problém vyřešit? Použijeme kratší antény, které uspořádáme do dvou dvojic tak, aby samostatné dvojice měly diagram příjmu stejný, jaký by měla mít jedna anténa s doporučenou roztečí  $2,6\lambda$ . Jak již tušíte, obě dvojice umístíme do vzdálenosti  $2,62\lambda$  (1,49 m), viz obr. 47. Jako velmi vhodné se nabízejí antény typu D. Dostáváme soustavu ze čtyř antén, dlouhých 1150 mm, uspořádaných v jedné rovině, se ziskem asi 17 dB a s největším rozměrem 2300 mm (což je např. délka antény X-COLOR). Antény sfázujeme podle zásad v kap. 4. Při montáži nastavíme rozteče antén ve dvojicích napevno, ale konstrukce musí umožňovat posuv jedné z dvojic. Nastavíme vypočtenou rozteč obou dvojic a sou-

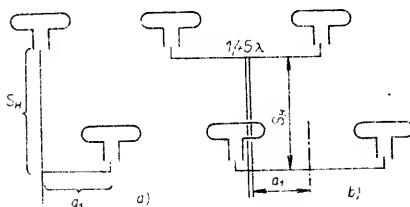


Obr. 47. Čtverice antén typu D v rovině pro příjem na K28

stavu nasměrujeme na požadovaný signál v době, kdy rušící vysílač nevy-sílá. Polohu zajistíme a při provozu rušícího vysílače nastavíme obraz s nejmenším rušením posuvem jedné z dvojic. Má-li rušení minimum poblíž vypočteného rozteče, postupovali jsme správně a míra odrušení je závislá na homogenitě pole a na přítomnosti odrazu rušícího vysílače.

Tato soustava má slušný zisk, ale také zvětšené postranní laloky. Pokusíme se najít výhodnější řešení. Použijeme dvě antény střední délky a uspořádejme je vertikálně s doporučenou roztečí, ale jednu z antén posuňme vodorovně o  $a_1$  (podobně jako na obr. 45).

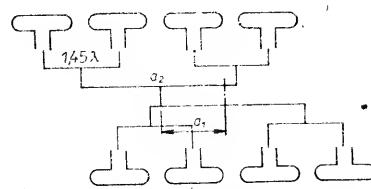
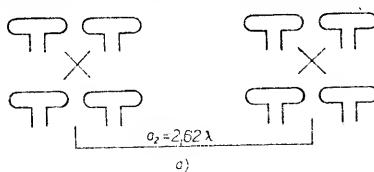
Takto můžeme uspořádat i předchozí dvě dvojice, viz obr. 48a, b. Tato uspořádání nemají jeden příliš převládající rozměr a velikost postranních



Obr. 48. Soustavy antén pro odrušení příjmu na K28

laloků je menší. Je důležité upozornit, že sestavíme-li antény nad sebou, pak musíme přesně nastavit i elevaci, tj. zaručit, aby rovina, ve které jsou např. všechny záříče, byla kolmá na směr šíření rušícího vysílače (jinak fázový posuv rušivého signálu nebude odpovídat vzdálenosti  $a_1$ ). Vyžadujeme-li velký zisk soustavy, použijeme místo dvou dvojic vedle sebe dvě čtverice podle obr. 49a, b. Soustava má pak zisk 19 až 19.5 dB. Osm antén můžeme uspořádat i tak, že dvě horizontální čtverice rozmístíme nad sebou, ale s vodorovným posuvem  $a_1$  ( $\lambda/2$ ).

Nakonec se zmíníme o jednom zajímavém řešení, založeném na stejném principu. Toto řešení je výsledkem dlouhodobého experimentování v těžkých podmínkách. V daném místě



Obr. 49. Soustavy antén s. velkým ziskem pro K28

byla homogenita pole postačující i pro rozměrné soustavy, což příšlo vhod, protože signál na K28 byl neočekávaně slabý. Rušící signál se odražel od vysoké vzdálené překážky, nacházející se poblíž směru šíření požadovaného signálu a dospěl tedy na soustavu nejen od zadu, ale i zpředu. Tyto podmínky vyžadovaly návrh soustavy s velkým ziskem a s co nejmenšími postranními maximy. Návrh využívá vynikajících vlastností kosočtverečného uspořádání antén (minimální postranní laloky). Byly realizovány dvě kosočtverečné čtverice složené z antén D, uspořádané vertikálně, ale i s vodorovným posuvem  $a_1$ , viz obr. 50a, b. Vzdálenosti antén ve směru 1 — 2 a 2 — 3,4 jsou velmi blízké nebo rovné  $a_1$ , čili rušivý signál je zeslabován velmi účinně již v jednotlivých čtvericích. Vzdálenosti antén ve čtvericích jsou o něco menší než optimální, což při nepatrném zmenšení zisku způsobilo, že čtverice nemá prakticky žádné postranní laloky. Anténa typu D má sama o sobě malá postranní maxima, navíc je krátká ( $L_c = 1200$  mm na K28) a lze ji uchytit za reflektorem. Předpokládaný zisk soustavy je 19 dB. Čtverice jsou fázovány sérioparalelně a pak spojeny paralelně (vše souosým kabelem), čili výsledná impedance je  $37.5 \Omega$ . Tento impedance je přizpůsobena odbočkou na vstupním rezonátoru zesilovače s tranzistorem MESFE. Soustava slouží pro příjem jediného programu, čili použitý zesilovač je kanálový (i vzhledem k silnému signálu na K26). Největším problémem u soustavy je její mechanické provedení, které musí umožnit nastavení elevace obou čtveric najednou. Obě čtverice byly uchyceny na tyči, která byla ke stožáru přichycena kloubem, umožňujícím nastavit elevaci. Soustava je umístěna ve velké výšce, kde není možné elevaci nastavit. Proto není kloub úplně datazen a elevace se „na dálku“ seřizuje dvěma tenkými ocelovými lany, připevněnými na konce tyče nesoucí obě čtverice. Může se stát, že vlivem ohýbu bude rušivý signál na soustavu dopadat mříkně shora — abychom zaručili podmínu stejné vzdálenosti antén 1 + 4 od rušícího vysílače, bude celá soustava směrována mříkně dolů. Malé zmenšení zisku v tomto případě je zcela určitě více přijatelné, než nedokonalé odrušení. U soustavy musíme dodržet rovnoběžnost všech antén. U popisované soustavy jsou antény uchyceny za reflektorem a jejich konce jsou spojeny pásky z organického skla (tloušťka 6 mm, šířka asi 20 mm). Celé čtverice jsou na konci horních antén přivázány silonem ke stožáru. Silonovými vláknami nešetříme, natáhneme je i tam, kde to není potřeba, protože je to velmi účinná ochrana proti poškození antén hejny ptáků.

Při nasměrování soustavy postupujeme takto: Všechny rozteče nastavíme podle vypočtených a doporučených

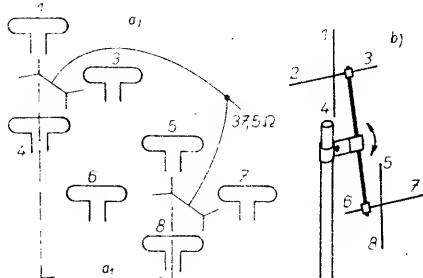
údajů. V době, kdy nevysílá rušiči vysílač, nasměrujeme pečlivě antény na žádoucí signál, a to pomocí útlumových článků. Při provozu rušícího vysílače nastavíme rozteče obou čtveric na nejmenší rušení. Poté vyzkoušíme změnu elevace. Několikrát změníme rozteče čtveric a opravíme elevaci. To vše můžeme dělat ve výšce, do které se dostaneme (ale pamatujte na homogenitu pole!). Bude-li pak soustava umístěna ve větší výšce, postačí lanky elevaci opravit.

#### Odstranění rušení pomocnou anténu pro rušící signál

Metoda opět využívá skutečnosti, že stejné signály v opačné fázi se ruší. Mějme signál, který je znečištěn nežádoucím signálem o stejném kmitočtu. Zkonstruujeme pomocnou anténu, kterou nasměrujeme na rušící vysílač a sloučíme ji s anténní soustavou, jejíž signál je zpracován zesilovačem. Nyní musíme signál z pomocné antény upravit tak, aby v místě sloučení měl stejnou velikost a opačnou fázi, než rušící signál. Fázový posuv upravíme posuváním pomocné antény ve směru na rušící vysílač a rušící signál upravíme na potřebnou velikost útlumovým článkem s proměnným útlumem. Tuto metodu použijeme tehdy, bude-li zaručeno, že pomocná anténa bude zcela minimálně zachycovat i užitečný signál; tedy převážně tehdy, přichází-li rušící signál ze zadu. Pomocnou anténu můžeme použít i jako doplněk k anténní soustavě, která sice ruší parazitní signál, ale vlivem odrazu rušivého signálu není její účinnost optimální. Odražený signál pak odstraníme pomocnou anténou. Pomocná anténa by měla mít velmi dobrý ČZP a co nejužší hlavní lalok. V praxi byla odzkoušena anténa D, doplněná třetím reflektorem (pro lepší ČZP).

Shrneme-li výše popsané poznatky o metodách odrušení pomocí diagramu soustav, poznámejme, že uspořádání antén podle obr. 44, 45a, 45b (antény posunuté o  $\lambda/4$ ) lze použít vzhledem k laděnému napájení pouze tehdy, má-li rušící signál stejný kmitočet jako signál užitečný. Jinak bude totiž užitečný signál v bodě A s nejstejnou fází. Ostatní metody lze aplikovat v případech, kdy je rušící vysílač na stejném, vedlejším, či blízkém kanále. Musíme si však uvědomit a při výpočtech rozteče počítat s tím, že na různých kmitočtech má anténa (a tedy i soustava) různý diagram. Za rušení na stejném kanále můžeme pokládat i přítomnost duchů, které můžeme po- psanými principy odstranit. Stejným způsobem můžeme zámerně tvarovat i vertikální diagram, např. přichází-li rušení z ulice, atd.

Jako poznámkou uvedeme jedno náhradní řešení pro odstranění rušení. Princip se používal u starších televizorů se symetrickým vstupem ke zmenšení



Obr. 50. Velmi účelná soustava pro nerušený příjem na K28, navržená podle podmínek příjmu; a) elektrické schéma, b) princip mechanického provedení k nastavení elevace

ztrát vlivem nepřizpůsobení napáječe k přijímači: Umístíme-li vhodně na symetrickém manžetu (ploché dvojlinky) kovovou manžetu (stačí albal okolo dvojlinky, šířka asi 25 mm), vzniklými stojatými vlnami se odčítá rušící signál z antény s rušícím signálem v protifázi, odraženým od manžety. Nejlepší výsledek dávají dvě manžety na ploché dvojlinky (odrazy mezi dvěma impedančními nepřizpůsobeními). Správnou polohu manžety najdeme snadno, posouváme-li manžetu po napáječi (příjem se periodicky zlepšuje a zhorší). Metodu použijeme pouze tehdy, přijímáme-li anténu středně silný až silný signál.

Někdy spatříme na střeše „pokus“ odstínit rušící vysílač drátněm pletivem. Toto řešení většinou nemá očekávaný efekt... Síť musí být dosti rozložená, hustá a je velkou větrnou zátěží, zvláště má-li být uchycena ve výšce a za anténami. Chce-li některý amatér síť vyzkoušet, je dobré použít dobré prokovené pletivo (králičí) s oky velkými maximálně (1/20 až 1/15). Síť je třeba dobré spojit se stožárem.

Uvedme další příklad. V některých místech západní a severozápadní části Prahy lze přijímat K21 — Jauerling. Jde o signál velmi slabý, který lze širokopásmovou anténu zpracovat jen ve výjimečných případech. Většinou je potřeba použít alespoň dvojici výkonných antén YAGI. Signál má velmi kolisavou úroveň a bohužel až na výjimečně vhodné položená místa trpí úniky. Příjem je velmi závislý na počasí a musíme počítat s tím, že úroveň signálu může během dne kolísat běžně o 20 dB. Upozorňuji zájemce o příjem na K21, že jeho realizace musí být podmíněna dlouhodobým „průzkumem“ úrovně signálu, abychom se vyuvarovali zkreslených závěr. Počasí někdy způsobuje dlouhodobá maxima, což může vést k přílišnému optimismu. Situace je dále komplikovaná přítomností rušivého signálu na stejném kanále, kterým je čs. druhý program. Tento nežádoucí signál přichází na antény téměř přesně odzadu. Na vyvýšených místech, např. na Petřinách, musíme navíc počítat s dalším čs. programem na stejném kanále, viz obr. 51. Výčet komplikací není u konce, protože ve zmíněných oblastech se přímo ve směru užitečného signálu nachází vysílač Cukrák nebo Petřín (Baba). Vzájemný poměr úrovní žádaného a rušících signálů na K21 způsobuje zkreslení užitečného signálu párováním rádků či roletou a vlněním obrazu.

Musíme zvolit anténní soustavu s maximálním ziskem a s diagramem příjmu, který účinně potlačí rušivé signály. Výpočet anténní soustavy, která má potlačit dva obecně orientované signály, by byl složitý a ne vždy řešitelný. Zde však je „výhodou“, že jeden z rušících signálů je téměř v ose směru žádaného vysílače. Na jeho odrušení použijeme metodu z obr. 44, čili jednu z antén posuneme o  $\lambda/4$  blíže k vysílači a její kabel o  $\lambda/4$  prodloužíme vůči kabelu antény druhé. Zbývá určit rozteč antén podle obr. 41, abychom potlačili i druhý rušivý signál. K vypočítání rozteče najdeme anténu, pro kterou bude tato rozteč menší nebo rovná optimální rozteč pro maximální přírůstek zisku. Vzdálenost antén ovšem nebude určovat pro liché násobky  $\lambda/2$ , ale musíme je změnit o délku  $\lambda/4$ , která je přidána na kabelu od

Obr. 51. Situace a řešení příjmu na K21

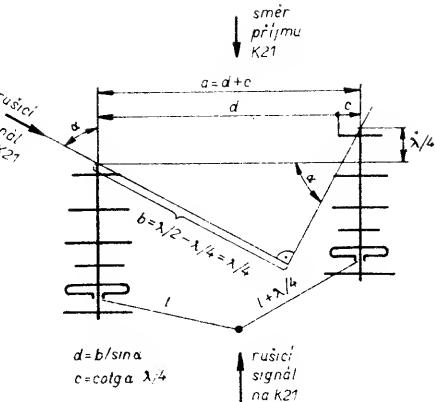
pravé antény! Budeme tedy hledat vzdálenost antén  $a$  pro  $b = \lambda/4$ ,  $5\lambda/4$ ,  $9\lambda/4$ , atd.

Z obr. 51 vidíme, že vzdálenost  $a = d + c$ , přičemž  $d = b/\sin \alpha$  a  $c = \cot \alpha (\lambda/4)$ . Např. šíří-li se rušící signál pod úhlem  $\alpha = 45^\circ$ , vyde pro  $b = 5\lambda/4$ , rozteč antén  $a = 1,28\text{ m} (\sim 2\lambda)$ . Použijeme antény typu G. Při přesném sfárování bude mít soustava zisk 16 až 16,5 dB. Maximálního zisku dosáhne tehdyn, nastavíme-li odbočku ve vstupním obvodu zesilovače na  $37,5 \Omega$  (fázování souosým kabelem). Uvedená anténní soustava je v provozu a jí dodávaný signál je zpracováván kanálovým zesilovačem s tranzistorem GaAs-FET-CF300. Při konstrukci rameňa pro dvojčet počítáme s tím, že přesnou rozteč je potřeba určit až na střeše. Vychází-li natočení pro odrušení signálu (úhel  $\alpha$  od žádaného vysílače vpravo), je rozteč antén příliš velká, a obráceně.

#### 7.4 Příjem v podmírkách blízkého vysílače

Silné elektromagnetické pole blízkého vysílače kladě velké nároky na lineáritu hlavně širokopásmových zesilovačů. Silný signál může v zesilovači způsobit křížovou modulaci nebo intermodulaci, popřípadě se zesilovač zahltí a rozkmitá. Křížová modulace (obr. 39) nastává, zpracovává-li zesilovač alespoň dva signály a jedním ze signálů je místní vysílač. Pak se přenáší modulace silného signálu na slabý, což se projeví rušením, o kterém již byla řeč. Dalším druhem rušení vznikajícím přebugením zesilovače je intermodulace. Ta může nastat i tehdy, zpracováváme-li jediný signál. Jeho příliš velkým zvětšením vzniknou nežádoucí produkty a to intermodulací mezi nosnými signály obrazu, zvuku a barvy. Tyto intermodulační produkty zpozorujeme v místech, kde je normálně pouze šum. Většinou ovšem zesilovač zpracovává řadu signálů a kromě vzniku druhých, třetích a vyšších harmonických se uplatňují součtové a rozdílové složky (intermodulační produkty druhého, třetího, atd. řádu), které mohou na ostatních signálech způsobovat interference (např. moiré).

Pro dálkový příjem většinou jedno stupňový zesilovač nestačí a při použití dvojstupňového zesilovače se bez selektivního odladovače většinou neobejdeme. Proto není použití širokopásmového zesilovače nezbytné, použijeme zesilovače kanálové osazené tranzistory MOSFE. I pak bychom však měli začít s tvarováním diagramu anténní soustavy. Pro potlačení místního vysílače můžeme použít prakticky všechny metody tvarování diagramu podle dvou předchozích odstavců. Situace je komplikovaná tím, že ve velkoměstech vzniká vlivem mnohosměrného šíření i mnoho odrazů signálu místního vysílače, takže anténní soustavy, které přijímají rušící signál v minimech, nejsou tak účinné. Elektromagnetické pole je nehomogenní, zvláště v blízkosti vysílače (oscilační pole), což práci s diagramem rovněž ztěžuje. Zvýšenou pečlivostí je třeba věnovat rozvodu, který musí být realizován souosým kabelem. Délky obnažených konců kabelu bez



stínění musí být co nejkratší. Používáme kvalitní kably pro venkovní aplikace, které na delší dobu zaručí stálé vlastnosti rozvodu. Širokopásmové zesilovače budou pracovat s menšími problémy v anténách Yagi, u nichž nemá půlvinny skládaný dipol na nižších kmitočtech tak velkou impedanci jako dipol celovlnný (používaný u antén širokopásmových), na němž se snadno nakmitá větší napětí místního vysílače. To způsobí nežádoucí intermodulační produkty např. i od signálu na K1, popř. nestabilitu zesilovače vlivem nežádoucích vazeb. Většinou velmi účinným řešením je umístit zesilovač až po např. dvoumetrovém úseku souosého kabelu od svorek antény. Proto počítejme i s tím, že když zesilovač „chodí“ bez problému u televizoru, nemusí tomu tak být na střeše.

#### 7.5 Příjem rozhlasu FM-CCIR

Rada amatérů začátečníků svou práci v dálkovém příjmu získává nejprve na nižších kmitočtech, na VKV. Příjem v pásmu VKV-CCIR nabývá na významu, protože i naše stanice postupně přejdou do pásmu CCIR.

Příjem rozhlasu FM je možný na větši vzdálenot od vysílače, než při příjmu televize v pásmu UHF. Proto lze většinou rozhlas přijímat bez problémů, ale s příjemem signálů UHF jsou již větší potíže. Zpravidla činí-li potíže příjem rozhlasu FM (myslíme tím nedostatečnou intenzitu pole), pak příjem signálu ve IV. a V. pásmu ze stejněho vysílače je nemožný. Na první pohled se tedy zdá, že příjem rozhlasu je snazší. Ovšem prostuduje-li čtenář pečlivě odstavec o šíření vln za obzor, zvláště v pásmu VHF, pochopí, že příjem rozhlasu FM má své specifické problémy, které můžeme shrnout do několika bodů:

1. Signály se velmi dobře odražejí od terénních překážek přírodních i umělých. Odrazy se dobře šíří vlivem menšího tlumení prostorem.
2. Příjem velmi závisí na stavu spodních vrstev atmosféry (rozvrstvení, míšení vrstev).
3. Vysílače mají větší dosah, rozhlasových stanic je velké množství, proto je pásmo CCIR přeplněné. Pravděpodobnost častějšího rušení vzdálenými vysílači je velká.
4. Vlna je kmitočtově modulována, tudíž její kmitočet se vzhledem ke střednímu kmitočtu neustále mění. Při maximálním promodulování je odchylka  $\pm 75$  kHz. Dospěje-li na anténu i signál odražený, pak fázový rozdíl

mezi ním a signálem přímým se neutále mění.

5. Příjem je rušen jiskřením elektrických spotřebičů, výboji statické elektřiny v atmosféře a harmonickými signály vysílačů zvláštních služeb.

Základním problémem je tedy fakt, že na anténu většinou dospěje několik signálů, každý po jiné dráze. Fázový rozdíl mezi signály se mění vlivem změn lomu a odrazivosti od mísících se vrstev s různou  $\epsilon_r$  a vlivem kmitočtové modulace, což způsobuje kolísání signálu a úniky. Elektromagnetické pole je rozloženo velmi nepravidelně, je nehomogenní, kvalita příjmu v daném místě závisí na tom, kolik odražených signálů kromě přímého dospěje na anténu a do jaké míry je v tomto místě přímý signál dominantní, tzn. silnější než odrazy. Ovšem dominantní signál, mnohem silnější než ostatní, může být také odraz, např. od vodní plochy. Nejsou-li ostatní signály podstatně slabší než signál dominantní, je příjem kmitočtového modulovaného signálu doprovázen parazitní fázovou modulací, tzn. fázovým zkreslením, které je slyšitelné podstatně více při „stereu“. Parazitní fázová modulace zvětšuje šum a způsobuje hvizdy, které rázuji v rytmu modulace, někdy zřetelně opožděně jako dozvuk. Tyto jevy jsou výraznější v levém kanále a zhoršují oddělení kanálů (přeslech).

Potřebná šířka kanálu pro přenos stereofonní informace je asi 300 kHz a tak velký kmitočtový odstup by měly mít i vysílače. Je-li tedy např. stanice B3 na 94,7 MHz, pak se nachází v oblasti 94,55 až 94,85 MHz a aby nevzniklo rušení, měla by nejbližší stanice být až na 95,0 nebo 94,4 MHz. Je-li ovšem stanice již na 94,9 MHz, pak monofonní příjem ještě rušen nebude (šířka kanálu je asi 200 kHz), ale ve stereu uslyšíme interferenční hvizdy, které rázuji v rytmu modulace rušící stanice. Odstup 300 kHz je velký a pro obrovský počet stanic a hustou síť vysílačů jej nelze dodržet. Proto na větších územních celcích se dodržuje odstup 100 kHz, ale na velkém území se mohou vyskytnout případy, že jsou na stejném kmitočtu dvě stanice, s čím se při dálkovém příjmu rozhlasu FM setkáváme velmi často. Všechny tyto okolnosti způsobují, že dálkový příjem stereofonního rozhlasu je velmi náročný a obtížnější než příjem barevné televize. Interferenční hvizdy jsou velice nepříjemné. Rada posluchačů je pokládá za šum a dominává se, že úroveň signálu je slabá a že ji třeba zvětšit. Zesilovač samozřejmě nepomůže a v současné době není prostředek, který by interferenční hvizdy potlačil. Rušení stanicemi, které jsou v šířce pásmá přijímané stanice, se dá částečně zmenšit velkou selektivitou přijímače.

Některí výrobci v prospektech inzerují filtry proti „ptačímu trylkování“ (anti-birdy filter), jak se někdy hvizdům říká. Ty ovšem nepřináší žádaný efekt, a když, tak na úkor kvality vysokých kmitočtů. Všechny výše uvedené problémy nelze tedy řešit konstrukcí přijímače, lze je potlačit pouze vhodnou anténní soustavou. Anténní zesilovač zlepší všechny signály, tedy jejich vzájemné odstupy zůstanou zachovány. Aplikace anténních soustav a tvarování jejich diagramu však narazí

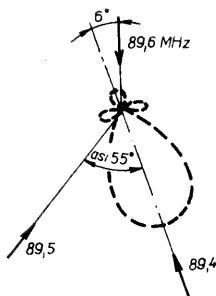
na jediný obrovský problém, kterým je velká vlnová délka signálů FM ( $\lambda = 3$  m) a tím neúnosně velké rozměry výkonné antény a soustav z nich složených. Např. středně výkonná anténa typu D ( $L_c = 2\lambda$ ) je na K35 dlouhá zhruba 1 m, na 100 MHz již 6 m! Takto dlouhá anténa je velmi náročná na homogenitu pole a její mechanická konstrukce je na mezi realizovatelnosti. A teď si představme, že bychom chtěli potlačit rušící signál anténní soustavou složenou ze dvou těchto antén vedle sebe s roztečí asi 4,5 m... Tedy mechanické hledisko omezuje použití dlouhých antén a anténních soustav na minimum.

Velmi výhodné je použít anténní rotátor, který na výhodně položených místech umožní monofonní příjem až několika desítek stanic. Velký zisk antény je žádoucí ke zmenšení počtu úniků. Na rozdíl od příjmu TV má i nepatrné zvětšení zisku poměrně velký vliv, pohybuje-li se velikost signálu poblíž prahu citlivosti tuneru. Tehdy zmenšení signálu o 1 až 2 dB může znamenat zhoršení odstupu signál-šum skokem o 15 až 20 dB! Opět připomínám, že i zde platí, že zlepšíme-li zisk antény např. o 3 dB, zlepší se o 3 dB i celkový odstup od šumu — to platí ještě více než při příjmu TV na UHF. Použití zesilovače přinese užitek především ve zmenšení počtu úniků (vlivem reálné prahové citlivosti tuneru), protože se zvětší napěťová úroveň signálu. Šumová čísla tunerů jsou malá a proto musí být zesilovač kvalitní, aby se nestalo, že bude mít větší šumové číslo než přijímač. Velmi dobře se osvědčily pásmové anténní předesilovače s unipolárními tranzistory FET, s nimiž lze dosáhnout  $F = 1$  dB. O použití zesilovače možno závěrem říci, že při nekolísajícím signálu, jehož úroveň je větší než citlivost vstupní jednotky, nepřinese slyšitelné zlepšení (u kvalitního tuneru). U kolísajícího signálu se zmenší počet a délka úniků.

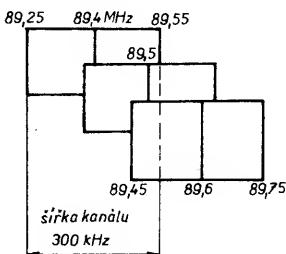
U stereofonního příjmu rušeného interferenčními hvizdy je malé teoretické zlepšení diskutabilní, protože stejně jako při příjmu TV rušeném na vedlejším kanále silným signálem, může i zde zesilovač příjem zhoršit. Zesilovač zárazujeme výhradně hned za anténu, nejlépe za svorky dipólu, neboť bylo již řečeno, co pro úniky může znamenat i malý útlum (2 až 3 dB) kabelu. Jinými slovy v souvislosti s úniky je kladný vliv zesilovače před tunerem mnohem menší než zesilovače v anténě.

Možnosti zlepšení příjmu v pásmu FM-CCIR si ukážeme na následujících příkladech.

1. V západní části Prahy přijímáme stanici O3 na kmitočtu 89,4 MHz (Jauerling). Signál je velmi slabý, značně kolísá a trpí častými krátkými úniky. Kvalita příjmu značně závisí na počasi. I mírné zvětšení signálu radikálně zlepší kvalitu příjmu, úniky jsou řidší a stereofonní poslech je kvalitní, protože interferenční hvizdy jsou nepatrné. Za nepříznivého počasi je signál velmi labilní, znečištěný průmyslovým rušením a interferencemi kmitočtově blízkých stanic. Interferenční hvizdy se zhoršují při mírném rozladění přijímače směrem k vyšším kmitočtům, což napovídá, že v pásmu 89,25 až 89,55 MHz se nachází ještě nějaká stanice. Na kmitočtu 89,5 MHz jde o stanici B2 (Wendelstein) a na kmitočtu 89,6 o stanici W. Berlin. Uvedenou situaci vidíme na obr. 52. Z obr. 53 je zřejmé, že v pásmu 89,45 až 89,55 MHz se



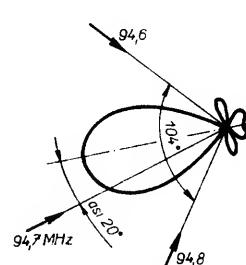
Obr. 52. Situace příjmu na 89,4 MHz



Obr. 53. Překrývání kanálů v pásmu FM-CCIR

překrývají celkem 3 stanice. Úhel 55° je poměrně příznivý, neboť většina antén na VKV-CCIR má zisk 8 až 9 dB a tomu odpovídající úhel příjmu o něco větší než 50°. Zhruba o stejný minimum od osy hlavního laloku, čili při natočení antény velmi blízkému optimálnímu na 89,4 MHz lze signál 89,5 MHz nasměrovat do minima. Signál 89,6 MHz lze při jediné anténě zeslabit větším ČZP. Požadovaným vlastnostem se blíží anténa čs. výroby s označením 080G-BL nebo zahraniční UKS 14 (NDR). Zvětšit napěťovou úroveň a tím i odstup signál-šum lze použitím dvou antén 080G-BL umístěných nad sebou ve vzdálenosti 3 m, což je mechanicky ještě únosné. Antény UKS 14 by musely být od sebe asi o půl metru dálé. Použití zesilovače je nutné.

2. V témže místě přijímáme stanici B3 — 94,7 MHz (Hoher Bogen). Signál je středně silný, úrovně, stabilní a bez úniků a velmi málo podléhá změnám počasi. Občasné „dýchání“ signálu (zrychlující se) je způsobeno odrazem signálu od letadel. Monofonní příjem je většinou vyhovující, ovšem stereofonní poslech je např. na Petřinách velmi intenzivně rušen interferenčními hvizdy, jejichž původ je především v rušení kmitočtově blízkými stanicemi — 94,6 MHz — Brocken (NDR) a 94,8 — Geisberg (ÖR), obr. 54. Úhel mezi oběma rušícími vysílači je asi 104°, což je opět úhel velmi blízký úhlu nul např. antény UKS 14. Abychom oba rušící signály orientovali do minim, musíme anténu od směru Hoher Bogen odchýlit asi 20° doprava. Tím se ovšem zmenší zisk na kmitočtu 94,7 MHz asi o 2,5 dB.



Obr. 54. Situace příjmu na 94,7 MHz

Tab. 10. Parametry čs. antén pro příjem FM-CCIR

Označení	Zisk [dB]	ČZP [dB]	$\Theta_{3E}$ [°]	$\Theta_{3H}$ [°]	Délka
0505KL	6,5	17	56	105	$0,6\lambda$
080G-BL	7,3 až 9	20 až 15	59 až 47	78 až 55	$1\lambda$

Tab. 11. Parametry antén z NDR, pro pásmo FM-CCIR

Typ	Zisk [dB]	ČZP [dB]	$\Theta_{3E}$ [°]	$\Theta_{3H}$ [°]	Počet prvků	Délka
3415	4 až 6,5	14 až 17	76 až 66	133 až 82	3	$0,29\lambda$
3416	5 až 7,6	9,5 až 14	66 až 54	110 až 80	5	$0,55\lambda$
3417	5 až 7	10 až 24	72 až 62	105 až 84	5	$0,44\lambda$
3418	7 až 9,8	16 až 38	64 až 46	86 až 58	7	$0,81\lambda$
UKS 14	8,3 až 10	23 až 20	52 až 46	66 až 47	14	$1\lambda$

Proto je nutné tuto metodu pečlivě vyzkoušet. Je-li orientace rušení do minima účinná, zlepší se stereofonní příjem, a to i přes mírné zmenšení zisku. Není-li účinná, pak na anténu dopadá několik odrazů (možná i žádánoho signálu) a situace je neřešitelná. Použití zesilovače je vhodné.

Mezi oběma příklady je velký rozdíl. Signál na 89,4 MHz je v místě příjmu výsledníci několika odrazů vln (vlivem mísení spodních vrstev atmosféry a od terénu) s povrchovou vlnou, která není dominantní, a proto signál neustále dýchá a je fázově zkreslen. Naopak signál na 94,7 MHz má výraznou dominantní složku (ohyb přes Brdy) a vliv odrazů je menší, signál je stabilní.

Amatérů většinou činí potíže zjistit důvod interferenčních hvizd (jsou-li způsobeny odrazy vlastního signálu nebo signály jiných stanic, popř. stojatými vlnami na dlouhém napájecí s neprizpůsobením). Původ lze zjistit několika způsoby:

1. Rozladěním tuneru mírně „pod“ a „nad“ střední kmitočet stanice (u tunerů „QUARTZ“ to nelze). Je-li někde rušící stanice ve stejném kanále, hvizdy budou při rozladění více patrné při rozladění bud „nad“ nebo „pod“  $f_s$ .
2. Natočením antény v mezích 0 až 360°. Tím lze identifikovat všechny stanice v pásmu 300 kHz nebo dokonce na stejném kmitočtu.
3. Podle rytmu rázování interferenčních hvizd. Rytmus je dán změnou modulace signálu, čímž poznáme, zda hvizdy rázují od modulace žádaného signálu či nikoli.
4. V nočních hodinách vysílá méně vysílačů (hlavně třetí programy), pásmo je prázdnější a rušení sousedními stanicemi menší nebo žádné.

#### Antény pro příjem rozhlasu FM-CCIR

Výběr antén pro příjem v pásmu CCIR není u nás nejbohatší. Pro ne-náročný příjem lze zakoupit anténu 0505KL a pro dálkový příjem anténu 080G-BL, tab. 10. Poněkud lepší výběr je v NDR, tab. 11. Rozměry posledního uvedeného typu přetiskujeme z AR B1/84 (obr. 55). Tuto anténu lze zakoupit za 172 M. Někteří amatéři realizují anténu typu D, která má sice výborné vlastnosti, ale při délce 6 m je značně náročná na homogenitu pole a mechanické provedení je komplikované. Na začátku pásmo má zisk asi 10 dB. Vzhledem k tomu, že většinou přijímáme stanice v dolní polovině pásmo, není vynaložená námaha na stavbu této antény efektivní, neboť zisku 12 dB

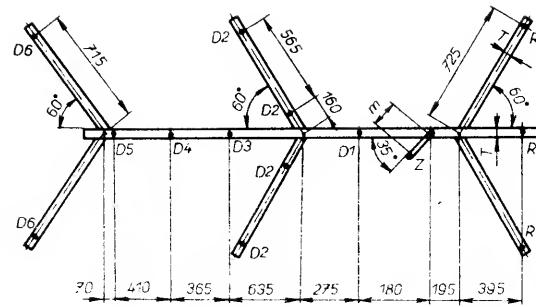
dosahuje až na 100 MHz. Za ekonomické a mechanické maximum lze po-kládat anténu UKS 14, která se v praxi osvědčila.

#### 8. Anténní zesilovače

O výhodách a nevýhodách použití anténních zesilovačů z hlediska šumu bylo pojednáno v kap. 6. Dálkový příjem TV se zpravidla bez anténního zesilovače neobejdě. Používáme zesilovače laděné, které mohou být úzkopásmové (kanálové) nebo pásmové (na několik kanálů až jedno TV pásmo), a neladěné (širokopásmové), které jsou schopny zpracovat signály všech TV pásem včetně rozhlasu FM. Jako zesilovači prvky lze použít bipolární nebo unipolární tranzistory. Křemíkové bipolární tranzistory pro UHF jsou svými vlastnostmi předurčeny pro použití v neladěných či pásmových zesilovačích. Unipolární tranzistory jsou napak ideální pro stavbu laděných zesilovačů do šířky pásma max. několika kanálů. Oba základní typy zesilovačů mají své přednosti a slabiny. Nevhodnami neladěného zesilovače je větší pravděpodobnost přebuzení signálem místního vysílače a menší dostupnost kvalitních tranzistorů. Unipolární tranzistory vyžadují složitější šumové přizpůsobení, pracnější konstrukci a náročnější oživení. Jinými slovy začátečník snadněji využije dobrých vlastností bipolárních tranzistorů.

##### 8.1 Parametry zesilovačů

Je zřejmé, že se budeme snažit zkonstruovat zesilovač s co nejlepšími parametry, přičemž pro nejlepší kvalitu příjmu je pro nás rozhodující šumové číslo. Musíme si uvědomit, že minimálního šumového čísla určitého tranzistoru dosáhneme pouze při pečlivém šumovém přizpůsobení, které není totičné s výkonovým. To platí jak pro bipolární, tak pro unipolární tranzistory. U FET je rozdíl mezi oběma přizpůsobeními větší. U některých špičkových bipolárních tranzistorů výrobce ani neudává vstupní odpor  $R_G$  pro šumové přizpůsobení, místo toho zdůrazní, že minimálního šumu lze dosáhnout při  $R_G = R_{OPT}$ , jehož velikost je potřeba experimentálně určit, protože se může lišit i kus od kusu. Výhodou je, že  $R_G$  se pohybuje poblíž 75  $\Omega$ , nejčastěji 40 až 60  $\Omega$ . U tranzistorů řízených polem je šumové přizpůsobení zveřejňováno výjimečně. Je jej nutno experimentálně určit např. pomocí geometrických rozdílů rezonančního obvodu. Šumové parametry tranzistorů navíc kolísají. Podle zkušeností bipolární tranzistory



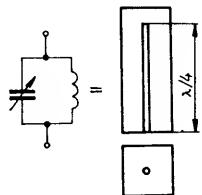
Obr. 55. Rozměry antény UKS-14 ( $L_R = 1700$ ,  $L_Z = 1580$ ,  $L_{D1} = 1400$ ,  $L_{D2}$ ,  $L_{D3} = 1350$ ,  $L_{D4} = L_{D5} = L_{D6} = 1300$ ,  $T = 22$ ,  $t = 10$ , m = 100, vše v mm)

mnohdy udávaných parametrů nedosahují. U širokopásmových zesilovačů počítejme s tím, že u dvojstupňového provedení bez zpětných vazeb a s kompromisně nastaveným pracovním bodem u 1. stupně stěží dosáhneme šumového čísla v průměru lepšího než 1,8 dB na 750 MHz i při použití nejkladnějších tranzistorů (BFQ69, BFG65). U tranzistorů BFR90, 91 počítejme s  $F = 3,5$  až 4 dB. Velikost  $F$  můžeme ovlivnit např. změnou indukčnosti ve vstupním článku T, který samotný má ztráty až 0,5 dB, ale skýtá možnost impedančního přizpůsobení. Vlivem tohoto filtru se obyčejně šumové číslo na UHF s kmitočtem nezmenší tak rychle, jak bychom čekali. U laděných zesilovačů s tranzistory MOSFE je rozptyl parametrů o něco větší, ovšem s tím rozdílem, že mnohdy dosáhneme šumových čísel i lepších než u výrobce. Za zcela běžné lze po-kládat  $F = 2,5$  až 3,2 dB na 800 MHz. U tranzistorů MESFE se šumové přizpůsobení realizuje obtížněji než u MOSFET, proto se udávaných parametrů dosahuje v amatérské praxi zřídka.

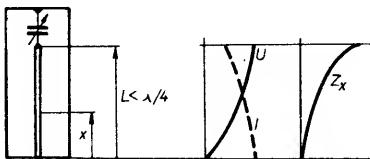
Nezapomínejme, že laboratorně změřená šumová čísla jsou pouze informativní, protože provozní  $F$  je ovlivněno skutečnou impedancí antény nebo impedančními poměry na kabelu mezi anténu a zesilovačem. Praxe navíc ukazuje, že šumová čísla změřená na různých pracovištích se vše či méně liší. Vycházejme z toho, že rozdíl 2 dB v běžném obrazu stěží zpozorujeme. Pokud jde o šumové parametry, držme se tedy při zemi. Honba za zlepšením  $F$  o několik desetin dB nemá smysl.

#### 8.2 Rezonanční obvody v pásmu UHF

V pásmu UHF se realizují rezonanční obvody pro zesilovače jako rezonanční vedení s rozloženými parametry. Vedení o délce  $\lambda/4$  na konci spojené dokrátko se na vstupu chová jako paralelní rezonanční obvod, obr. 56. V praxi se tato vedení konstruují jako dutinové rezonátory. Dutina je opatřena vnitřním vodičem o délce  $\lambda/4$ . Vnitřní vodič ovšem není nikdy dlouhý až  $\lambda/4$ , ale o něco kratší (mluvíme o tzv. zkráceném vedení  $\lambda/4$ ) a do rezonančního obvodu. Každý rezonátor se chová jako neprizpůsobené vedení a vzniká na



Obr. 56. Paralelní rezonanční obvod tvořený vedením délky  $\lambda/4$

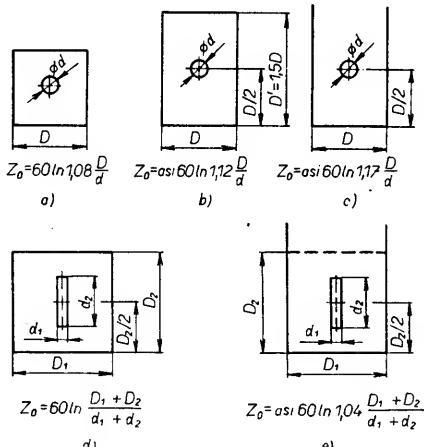


Obr. 57. Průběhy  $U$ ,  $I$ ,  $Z$  na rezonátoru z kapacitně zkráceného vedení  $\lambda/4$

něm stojaté vlnění. Průběh napětí a proudu je na obr. 57. Napětí má na volném konci kmitu a na zkratovaném konci uzel. U proudu je tomu obráceně. Protože impedance  $Z = U/I$ , můžeme z poměru amplitud napětí a proudu určit průběh impedance. Tato indukční reaktance ( $Z = jX_L$ ) je závislá na charakteristické impedance  $Z_0$ , mění se podle tangenty a v místě  $x$  určíme její velikost ze vztahu

$$Z_x = Z_0 \operatorname{tg}(\omega x/c) \quad (11),$$

kde  $c = 3.10^8$  m/s je rychlosť světla ve vakuu. Praktická realizace dutinových rezonátorů je zřejmá z obr. 58, na kterém jsou znázorněny průřezy dutin



Obr. 58. Realizace dutinových rezonátorů

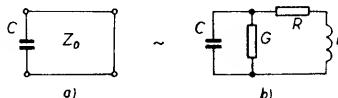
a jejich rozměry, z nichž lze určit charakteristickou impedanci  $Z_0$ .

Několikaobvodové pásmové propusťi — filtry

U zesiňovačů se v praxi setkáváme s filtry, složenými z několika rezonátorů. Rezonanční obvod musí být navržen tak, aby měl co nejmenší ztráty, jinými slovy musí mít co největší činitel jakosti. Na zmenšení jakosti se podílejí jednak ztráty v samotném rezonátoru a jednak ztráty v ladicím kondenzátoru  $C$ , kterým tento rezonátor „zkracujeme“ do rezonance. Výsledný činitel jakosti je vyjádřen vztahem

$$Q_v = (Q_L Q_C) / (Q_L + Q_C) \quad (12).$$

Nahradíme-li paralelní rezonanční obvod náhradním schématem podle obr. 59, bude  $G$  ztrátová vodivost kapacity  $C$  a  $R$  ztrátový odpor indukčnosti  $L$ . Míčky zanedbáváme vlastní kapacitu vedení, která je velmi malá.



Obr. 59. Náhradní schéma paralelního rezonančního obvodu

Určíme nejprve činitel jakosti kondenzátoru  $C$ :

$$Q_C = \omega C/G = 1/\operatorname{tg} \beta \quad (13),$$

kde  $\operatorname{tg} \beta$  je tzv. ztrátový činitel. Jeho velikost je dána především ztrátovým odporem paralelně nebo sériově zapojeným ke kondenzátoru. Pak platí, že

$$\operatorname{tg} \beta = 1/(R_p \omega C) = R_p C_s \omega \quad (14).$$

V náhradním schématu kondenzátoru je sériová indukčnost  $L$ , která je dána délkou přívodů a celkovou konstrukcí kondenzátoru. Tato indukčnost by měla být co nejmenší, proto na UHF používáme i kondenzátory bezvývodové (diskové, čipové). Ztráty kondenzátoru musí být co nejmenší, protože jak dále uvidíme, jsou rozhodující pro výsledný činitel jakosti  $Q_v$ . Ztrátový odpor kondenzátoru se minimalizuje použitím vhodného dielektrika. Není snad třeba zdůrazňovat, že do obvodů pro pásmo UHF nepatří např. kondenzátor svitkový, ale výhradně keramický, popř. skleněný (trimmer). Ztráty v kondenzátoru se v praxi určují nesnadno, zjištění se často experimentálně např. měřením průchozího útlumu rezonančního obvodu.

K určení ztrát v indukčnosti  $L$  musíme nejprve určit ztrátový odpor  $R$ . Ten je dán skin efektem, povrchovým jevem, způsobujícím zmenšení proudu od povrchu směrem dovnitř vodiče. Vzdálenost od povrchu vodiče, při které se vf proud zmenší na 1/e, se označuje jako hloubka vzniku.

$$\delta = \sqrt{2} / (\omega \sqrt{\epsilon_v}) \quad (15),$$

kde  $\epsilon_v$  je měrná vodivost [S/m] a  $\mu = 4\pi \cdot 10^{-7}$  Vs/Am pro nemagnetické materiály. Hloubka vzniku se zmenší s rostoucím činitelom. Ztrátový odpor

$$R = R_s / s \quad (16),$$

kde  $R_s$  je tzv. vf povrchový odpor a s je obrysová křivka — obvod vodiče protékánoho proudem, počítáme-li  $R$  na jednotku délky. Vf odpor

$$R_s = 1 / (\delta \epsilon_v) \quad (17).$$

Pro souosé vedení o délce  $l$  lze ztrátový odpor určit ze vztahu

$$R = l / \pi \sqrt{\mu \epsilon_v} / \delta_v \quad (18).$$

Ztrátový odpor  $R$  se tedy zmenšuje s klesajícím činitelom a se zvětšujícími se průměry  $d$  a  $D$  souosého vedení. Nyní můžeme vyjádřit činitel jakosti  $Q_L$  souosého vedení o délce  $l$  (zanecháme ztráty v kondenzátoru)

$$Q_L = (\omega L) / R = (\omega Z_0) / (cR) = 2\pi l / (\lambda R) \quad (19).$$

Lze dokázat, že činitel jakosti  $Q_v$  bude největší při poměru průměrů  $D/d = 3,6$ . Dosadíme-li tento poměr do příslušného vztahu pro  $Z_0$  (obr. 58), dostaváme, že  $Z_0 = 77 \Omega$ .

## Návrh rezonančního obvodu

Ze vztahu (19) je zřejmé, že pro minimální ztráty (největší  $Q_v$ ) je třeba používat vedení o charakteristické impedanci blízké  $77 \Omega$ , o co největší délce ( $Q_v$  je úměrné poměru  $l/\lambda$ ). Ještě větší vliv na jakost má ladicí kondenzátor (viz dále).

Z rovnosti kapacitní a indukční reaktance rezonančního obvodu  $X_C = X_L$  nebo  $1/\omega C = \omega L$  vyplýne Thomsonův vztah

$$f = 1 / (2\pi \sqrt{LC}) \quad (20),$$

což je vztah pro rezonanční činitel. Pro indukčnost přímého vodiče kruhového průřezu z nemagnetického materiálu platí vztah

$$L = 0,002 / [2,303 \cdot \log(4l/d) - 1] \quad (21),$$

kde  $l$  je délka a  $d$  průměr drátu. Z Thomsonova vztahu plyne, že budeme-li zvětšovat indukčnost  $L$ , musíme pro stejný rezonanční činitel  $f$  kapacitu zmenšovat. Zjednodušeně řečeno činitel jakosti se bude zvětšovat s rostoucím poměrem  $L/C$ . Proto při návrhu rezonančního obvodu budeme vycházet z minimální kapacity, kterou jsme schopni realizovat s ohledem na mechanické hledisko (pro velmi malou  $C_0$  je rezonátor nevhodně dlouhý) a s ohledem na to, že tato kapacita zahrnuje i malé kapacity prvků navázaných na obvod (tedy kapacita ladicího kondenzátoru bude vždy menší než vypočítaná). V praxi při návrhu pásmových propustí jako pasivních prvků bez tranzistorů počítáme s kapacitou  $C = 2 \text{ pF}$  (v UHF). Pro tuto minimální kapacitu určíme při známém  $f$  a  $Z_0$  délku kapacitně zkráceného vedení (vnitřního vodiče). Víme-li, že indukční reaktance  $X_L = \omega L = Z_0 \operatorname{tg}(2\pi f/\lambda)$ , dosadíme do (20) a vyjádříme délku

$$l = \lambda / 2\pi \operatorname{arctg} [1 / (2\pi f C Z_0)] \quad (22).$$

## Z (27) indukčnost $L$

$$L = 1 / (4\pi^2 f^2 C) \quad (H; Hz, F) \quad (23).$$

Známe-li indukčnost a délku vodiče, určíme z upraveného vztahu (21) jeho průměr. Vztah (21) je ekvivalentní vztahu

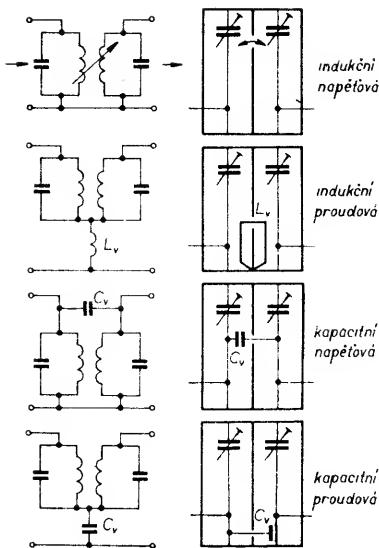
$$L = 0,002 / [\ln(4l/d) - 1],$$

potom průměr

$$d = 4l / e^{-L/0.002} + 1 \quad (cm; cm, \mu H) \quad (24).$$

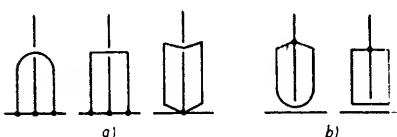
Zbývá určit vnější rozměr  $D$  dutinového rezonátoru tak, aby byl splněn některý ze vztahů pro  $Z_0 = 77 \Omega$  (obr. 58).

V praxi má jeden dutinový rezonátor malou selektivitu, proto se řadí 2 až 4 rezonátory za sebe. U několikaobvodových filtrů musíme vyřešit vazbu mezi jednotlivými obvody a navázání vstupní a výstupní impedance na filtr. Vazba mezi stupni může být indukční nebo kapacitní, přičemž obě tyto vazby mohou být buď napěťové nebo proudové. Při napěťové vazbě mluvíme o vazbě s elektrickým polem a u proudové o vazbě s magnetickým polem, což plyne např. z průběhu  $U$  a  $I$ . Vazba s elektrickým polem je těsnější směrem k volnému konci vnitřního vodiče. U vazby s magnetickým polem je tomu naopak.



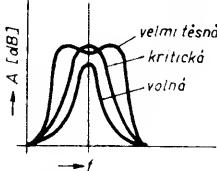
Obr. 60. Druhy vazeb mezi rezonančními obvody

Na obr. 60 jsou základní schémata a způsoby realizace těchto vazeb. Nejčastěji budeme používat indukční proudovou vazbu vazební smyčkou s indukčností  $L_v$ . Vazební smyčka může být uspořádána podle obr. 61a nebo přímo v proudovém maximu podle obr. 61b.

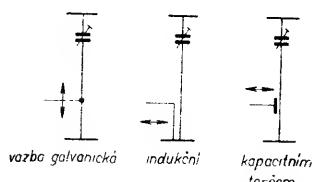


Obr. 61. Typy vazebních smyček; a) poblíž proudového maxima, b) v proudovém maximu

Smyčky mohou mít různé tvar, obr. 61a, b. Pojemem těsnost, popř. volnost vazby rozumíme vliv velikosti vazby na dosaženou selektivitu (šířku pásma), ale i na ztráty. Těsná vazba má menší ztráty (průchozí útlum), ale je menší selektivita. Vazbu za těsnou považujeme od okamžiku, kdy se vytvoří dva vrcholy rezonanční křivky, obr. 62. Při velmi těsné vazbě se vytvoří hlubší sedlo, čímž se zvětší průchozí útlum na středním kmitočtu. Maximální přenos energie nastává při tzv. kritické vazbě, při které se ještě právě nevytvoří dva vrcholy. Volná vazba umožní dosáhnout větší selektivity (strmější boky, menší šířka pásma) za cenu většího průchozího útlumu. V praxi to znamená,



Obr. 62. Rezonanční křivky volné, kritické a těsné vazby

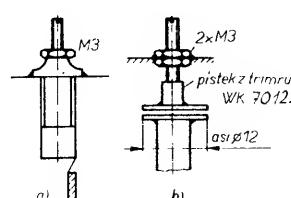


Obr. 63. Způsoby navázání vstupu na rezonanční obvod

ná, že chceme-li dosáhnout nejmenšího průchozího útlumu, použijeme smyčku podle obr. 61b, která bude vedena blízko vnitřních vodičů. K dosažení maximální selektivity volíme smyčku podle obr. 61a, která bude od vnitřních vodičů více vzdálena. Výšku vazební smyčky volíme zhruba 1/4 délky vnitřního vodiče. U kratších rezonátorů můžeme její výšku zvětšit na 1/3. Příliš velká celková délka vazební smyčky zvětší vazbu (protiná více magnetických siločar) a hlavně zvětší míru rozladění.

Volbou vazby musíme navázat a přizpůsobit filtr na jeho vstupu a výstupu k určité impedance, nejčastěji k impedance kabelu nebo k impedance tranzistoru. Vazba na rezonátor se realizuje v magnetickém poli indukčně smyčkou a v elektrickém poli kapacitně nebo galvanicky, obr. 63. Indukční vazební smyčka přizpůsobuje impedance změnou společné délky s vnitřním vodičem a změnou vzdálenosti od tohoto vodiče. Těmito změnami se nastavuje i stupeň vazby. Výhoda této vazby spočívá v širokopásmovosti, čehož lze dobře využít tam, kde se s kmitočtem mění impedance rezonátoru. Kapacitní vazba se realizuje tzv. kondenzátorovým terčem. Stejný terč (plíšek) může být připájen i k vnitřnímu vodiči. Velikost a vzdálenost plíšku je taková, aby kondenzátor měl kapacitu do několika pF. Tato vazba se používá pro dobré oddělení obvodů, má však větší ztráty. Nejmenší ztráty má vazba galvanická. Protože se impedance na čtvrtvlném rezonátoru mění směrem k volnému konci od nuly až do několika  $\text{k}\Omega$ , lze najít poblíž konce spojeného dokrátká místo pro impedanční přizpůsobení. Tato vazba je směrem ke zkratovanému konci volnější, protože je to vazba s elektrickým polem; při ní jsou ztráty vyjádřené průchozím útlumem závislé především na ztrátech odrazem při impedančním nepřizpůsobení. Tuto vazbu budeme používat přednostně. V několikaobvodových filterech (požadujeme-li větší strmost boček) volíme odbočku zhruba v jedné šestině délky vnitřního vodiče. O něco menší průchozí útlum a větší šířku pásma získáme umístěním odbočky v asi jedné čtvrtině délky. Průchozí útlum se vlivem nepřizpůsobení zvětšuje vazbou příliš těsnou i příliš volnou.

Jak již bylo řečeno, velký vliv na průchozí útlum má jakost kondenzátoru. Na našem trhu je k dostání prakticky pouze skleněný trimr WK 70109, nebo jeho značně levnější verze za 0,85 Kčs. Jakost, která je velmi malá, se oba trimry příliš neliší. U levnějšího typu je vhodné maticí M3 zajistit dobrý styk pístku s tělem trimru, obr. 64a. Dražší trimr lze do krabičky zesilovače vestavět bez pájení, ovšem pájení součástek k „polepu“ kondenzátoru je trochu rizikantní, protože se polepu nesmí doknout hrotom páječky (polep je napařen na skle a snadno se



Obr. 64. Úprava levného skleněného trimru (a) a provedení vzduchového kondenzátoru

poruší). Proto se snažíme součástky pájet na závity drátu, kterými je polep ovinut. Drátek je třeba (indukčnost!) ustříhnout hned u závitu na polepu. Větší jakost mají keramické trimry, které ovšem těžko seženeme. Jakost trimrů se nepříznivě uplatňuje především při větších kapacitách. Proto pokud to jde, přidáváme k trimrům paralelní keramické kondenzátory, např. TK 656. To má velkou výhodu i v tom, že se podstatně zmenší rozložení obvodu změnou kapacity trimru při různých povětrnostních podmínkách. Nejlepší vlastnosti mají trimry se vzduchovým dielektrikem, které si můžeme zhotovit na principu dvou plíšků s proměnnou vzdáleností. Dva plíšky, z nichž každý má plochu 1 cm, vytvoří při vzdálenosti 1 mm kapacitu asi 1 pF. Kapacitu určíme ze vztahu.

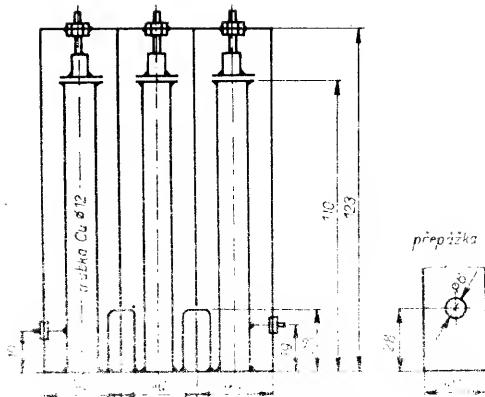
$$C = \epsilon_r \epsilon_0 S/d = 8,859 \cdot 10^{-12} S/d \quad [\text{F; m}] \quad (25)$$

kde  $S$  je plocha plíšku a  $d$  vzdálenost plíšků. Pro plynulou změnu kapacity je výhodné, aby plíšky byly kulaté, není to však nutné. Jeden plíšek připájíme na konec vnitřního vodiče. Druhý plíšek připájíme na šroubek M3 nebo M4 (mosazný) o délce asi 15 mm nebo, což je nejlepší řešení, na pístek z levného skleněného trimru. Pístek je veden ve dvou maticích M3, obr. 64b; čím budou plíšky větší a čím přesněji budou připájeny, tím většího rozsahu kapacity dosáhneme. Kapacita takto zhotoveného trimru je neprůměrně úměrná vzdálenosti plíšků, tudíž při malé vzdálenosti se mění velmi ostře, proto musí být „rotor“ veden maticemi těsně, což je důležité i pro vyloučení přechodového odporu. Materiál plíšků není kritický, mohou být např. z měděného, mosazného nebo pocínovaného plechu o tloušťce asi 0,5 mm.

#### Praktická realizace pásmové propusti

Na kmitočtu 500 MHz chceme realizovat velmi selektivní pásmovou propust s co nejmenším průchozím útlumem. S ohledem na co největší činitel jakosti volíme kapacitu  $C_0 = 2 \text{ pF}$  a impedance dutinového rezonátoru  $Z_0 = 77 \Omega$ . Vypočteme délku vnitřního vodiče ze vztahu pro  $(l)$ . Po dosazení dostaváme  $l = 110 \text{ mm}$ . Vypočteme indukčnost  $L$ , která s kapacitou  $C_0$  tvoří rezonanční obvod s  $f = 500 \text{ MHz}$ . Ze vztahu (pro  $L$ ) dostaváme, že  $L = 0,0506 \mu\text{H}$ . Z posledního vztahu určíme průměr vodiče  $d$ , po výpočtu výjde  $d = 11,7 \text{ mm}$ . Jako vnitřní vodič použijeme měděnou trubku o  $\varnothing 12 \text{ mm}$ . Zbývá určit rozměr dutiny, a to podle obr. 58a. Tato dutina má impedance  $77 \Omega$  pro poměr  $D/d = 3,3$ , tedy  $D = 3,3 \cdot 12 = 40 \text{ mm}$ . Na obr. 65 je uspořádání propusti. Pro nejmenší průchozí útlum použijeme popsané vzduchové kondenzátory z plíšků o  $\varnothing 16 \text{ mm}$ . Krabička je z plátovaného kuprextitu tloušťky 1,5 mm. Prepážky musí být plátovány oboustranně, nebo je zhotovíme z měděného či pocínovaného plechu. Vnitřní vodiče jsou umístěny uprostřed dutin. Vazební smyčky jsou z drátu Cu o  $\varnothing 1,2$  až 1,5 mm.

Celý filtr spájíme: na dno připájíme horní čelo, obě bočnice a obě prepážky. Na vnitřní stranu horního čela



20. 85. Pásma vlny s frekvencí 1000 Hz

Jak všechny všechny vodiče na křídle  
jsou v trubkách, tak přípravíme plíšky  
zařízení a jednou zadíl. Na spodní  
čelo vodiče máme vložit do vodiče vložku  
osobného truhliářského trubek nebo kruhové  
čeče a větším průměrem než je průměr  
trubky. Ty budou sloužit k přesněmu  
nastavení či rážení vodičů k čelu.  
Spodní čelo a všechny vodiče s plíškou  
na koncích sevřeme mezi dvě dřevěné  
destičky např. truhliářskou svérku a to  
tak, abychom mohli jemným poklepem  
vodiče přesně a rovnoběžně nastavit.  
Připájíme jak vodiče ke spodnímu čelu,  
tak plíšky k vodičům po celém obvodu.  
Dokud jsou vodiče prohřáté, pocinuje  
me místa, v nichž budeme pájet vstupní  
a výstupní odbočky. Nemáme-li k dis-  
pozici svérku, je lepší spodní čelo  
rozdělit na tři části a každý vodič  
připájet zvlášť. Menší odchylky lze totiž  
dokorigovat individuálním připájením  
každé části čela. Než připájíme čelo s  
vodiči ke dnu, zašroubujeme pístky s  
připájenými plíškami do matic. Nakonec  
vpájíme vazební smyčky, vstupní a  
výstupní odbočku a z vnější strany  
horního čela našroubujeme pojistné  
matice.

Naladit filtr vyžaduje trochu trpělivosti. Začátečníkům doporučuji ladit filtr tak, že všechny trimry vyšroubují až na doraz a pak je všechny současně „pokouskách“ (např. po půlrotáčkách) budou zašroubovávat. Nejprve je vhodné naladit propust na nějaký silný signál poblíž signálu žádaného.

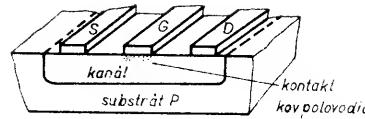
Filtr má průchozí útlum asi 0,7 dB. Při použití skleněných trimrů se útlum zvětší na 1,5 dB. Pracovní šířka pásmata  $B_{-3dB}$  je asi 12 MHz a  $B_{-20dB}$  asi 34 MHz.

Chceme-li dle  $B_{-3dB}$  asi 12 MHz a  $B_{-20dB}$  asi 34 MHz, realizovat na nejvyšších kanálech V. TV pásmo, můžeme rovněž použít trubku o Ø 10 či 12 mm asi 50 mm dlouhou. Ovšem průchozí útlum se příliš nezvětší, použijeme-li trubku tenčí, o Ø 6 mm. Používat trubky je velmi výhodné hlavně na nižších kmitočtech UHF vzhledem k dobré mechanické stabilitě konstrukce při použití vzduchových kondenzátorů. Při kratších dutinách můžeme použít páskový vodič. Indukčnost přímého vodiče obélníkovitého průřezu z nemagnetického materiálu určíme ze vztahu

$$L = 0,0021 \cdot \ln \frac{2l}{d_1 + d_2} + 0,2235 \cdot \frac{d_1 + d_2}{l} + 0,5) \quad [\mu\text{H; cm}] \quad (26)$$

kde  $d_1$  a  $d_2$  jsou šířka a tloušťka vodiče v cm. Pásek se nejlépe zhotoví z plechu Cu o tloušťce asi 1 mm. Postup výpočtu je zcela shodný.

Ještě několik slov k povrchové úpravě vnitřního vodiče. Je známo, že povrch vodiče by měl být co nejkvalitnější. Nejlepší vlastnosti má stříbro, ovšem čistá měď není o mnoho horší. Navíc dokonalé postříbření je velice vzácné, běžné stříbření vytvoří póravou vrstvu, která měrnou vodivost zhorší. Na kmitočtech UHF se vliv povrchu na jakost projevuje minimálně. Uvážme-li, že tloušťka vrstvy je např. pro stříbro  $10^{-2}$  až  $10^{-4}$ , pak se na zhoršení jakosti podílejí mikroskopické třísky, které vlastním částečně odstraňují. Dleto si spekujme o tom, že na rezonátorech vlnových trubek je pásový až vlnový sříbrný povrch obložený a vlnovým sříbrným. Nikdy však nevýrobíte vlnový sříbrný povrch, až



Obr. 67. Struktura tranzistoru MESFET

V kmitočtové oblasti pro nás zajímavé budeme pracovat hlavně s tranzistory MOSFET zpravidla se dvěma řídicími elektrodami (dual-gate). Takovému provedení unipolárního tranzistoru říkáme tetroda. Vnitřní struktura MOSFET je odlišná od JFET, řídicí elektroda není od kanálu oddělena přechodem p-n, ale také využívá izolantu, zpravidla SiO<sub>2</sub>. Naše přívadění na řídicí elektrodu vytváří ve vzdálosti izolantu na povrchu kanálu elektrické pole, které způsobí, že pozitivní vlnu na mění jeho hodnotu a že proud ještě proud. Tranzistor také vydává proud na vzdálosti závislosti na vzdálosti. Právě jsem řídicí elektrody obvykle chráněny Zenerovými diodami.

Další významnou skupinou unipolárních tranzistorů, která nabývá stále většího významu a využití, jsou tranzistory MESFET. Ty mají tzv. Schottkyho hradlo, což znamená, že kovové hradlo vytváří s polovodičovým kanálem Schottkyho bariérovou diodu (kontakt kovu s polovodičem), obr. 67. Kanál může být křemíkový, ale dnes se též výhradně používá arzenid galia (GaAs) a tranzistory se označují jako GaAs-FET. U MESFET lze vyrobit kanál kratší než  $1\text{ }\mu\text{m}$ , což umožňuje dosahovat mezního kmitočtu řádu desítek GHz. Tyto tranzistory ovládají pásmo SHF (centimetrové vlny), ale levnější typy jsou určeny i pro aplikace v UHF. UHF MESFET jsou dvoubázové tetrody s kanálem  $n$ , SHF MESFET se vyrábějí jednobázový (single-gate), ale se dvěma emitorovými.

Výhody a nevýhody FET při srovnání s bipolárními tranzistory s ohledem na aplikaci v zesilovačích na VHF a UHF: FET mají velkou vstupní a výstupní impedanci, tzn. že jakýkoli zesilovač musí mít na vstupu i výstupu přizpůsobovací obvod, který je vždy laděny. K impedanci  $75 \Omega$  lze FET velmi dobře přizpůsobit pro úzké pásmo (20 MHz) laděným obvodem, nebo pro širší pásmo (~50 MHz na UHF) jednoduchým až složitým přizpůsobovacím obvodem. Veľké širokopásmovosti nelze u FET dosáhnout, protože se zvětšující se šírkou pásmu se zvětšují i ztráty. FET vynikají linearitou a možností regulovat zisk ve velmi širokém rozsahu (až 50 dB). Pro tyto vlastnosti ovládly MOSFET nejprve vstupní jednotky VKV a později i televizní kanálové voliče s velkou odolností proti křížové modulaci. Ve voličích UHF se dnes objevují i MESFET, které mají v tomto směru ještě lepší vlastnosti. FET dosahují v pásmu UHF většího zisku než bipolární tranzistory (16 až 20 dB/800 MHz), proto pro běžné aplikace postačuje jednostupňový zesilovač. Po šumové stránce není mezi „bipoláry“ a FET velkých rozdílů, v pásmu UHF mají běžné MOSFET šumová čísla zhruba o 0,5 až 1 dB horší než špičkové bipolární tranzistory, rozptýl jejich  $F$  je ovšem poněkud větší. Lépe jsou na tom UHF MESFET, s nimiž lze dosáhnout šumových čísel mírně lepších než např. s BFQ69 a tento rozdíl se zvětšuje se zvyšujícím se kmitočtem. Tranzitní kmitočet je u MOSFET nižší, ale vývoj GaAs-FET zlepšil tento parametr až o řád. V amatérské praxi se s FET

## 9. Úzkopásmové zesilovače s FET

## 9.1 Co jsou to unipolární tranzistory?

Název unipolární tranzistor odpovídá tomu, že tyto tranzistory mají činnou oblast, v níž se signál zesiluje, pouze jednoho typu vodivosti. Jde o tzv. tranzistory FET (tranzistory řízené polohou), u nichž je tok nosičů jednoho druhu ovládán vnějším elektrickým polem.

Běžné FET se dnes vyrábějí epitaxně planární technologií na křemiku. Do základního materiálu typu p (substrát) je nadifundován polovodivý kanál typu n, v kanálu je vytvořen přechod p-n. Ke každému konci kanálu je připojena elektroda, emitor (source), kolektor (drain). Mezi těmito elektrodammi teče proud  $I_D$  ze zdroje napětí. V místě závěrně půlovaného přechodu p-n je připojena řídící elektroda – báze (gate), na ní se přivádí napětí  $U_{GS}$ , jehož změnou se mění šířka ochuzené oblasti přechodu p-n. Tato změna vyvolá změnu efektivního průřezu kanálu, tedy změnu jeho odporu a tím změnu proudu tekoucího kanálem. Ovládání proudu  $I_D$  změnou napětí  $U_{GS}$  je jednou z charakteristických vlastností unipolárních tranzistorů.

pracuje poněkud hůře. Jsou velmi citlivé na elektrostatickou elektřinu, na přepětí, rovněž zhoršení parametrů několikanásobným pájením je pravděpodobné. FET mají větší náchylnost k nestabiliti vlivem zpětnovazební reaktance. Proto práce s „unipolární“ vyžaduje více zkušeností, nastavení zesilovače je obtížnější. Úplnému začátečníkovi se lépe pracuje s bipolárními tranzistory. Je to způsobeno i tím, že práci s FET nebyla zatím v našem odborném tisku věnována větší pozornost.

#### Jak pracovat s FET

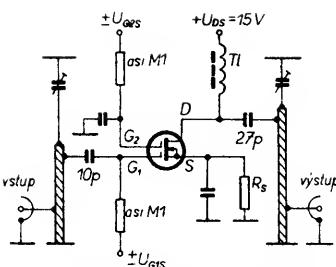
Práce s unipolárními tranzistory má své specifické rysy, které se při používání bipolárních tranzistorů neobjevují, anebo jsou méně podstatné. Největším nepřítelem FET je statická elektřina. Moderní tranzistory jsou sice opatřeny ochrannými diodami, to ovšem neznamená, že problémy se statickou elektřinou odpadnou. Statická elektřina hrozí FET především „na střeše“. Vyvarujme se neuzemněných konstrukcí (ty by se neměly vůbec vyskytnout!). Naleze-li konstrukci uzemnit, uzemníme stínění souosého kabelu drátem na radiátor, atd. Pozor na anténu s celovlnným zářičem, který je izolován od nosné konstrukce antény. V tomto případě můžeme dipól uzemnit v tlumivkami či použít vhodný symetrikační člen. Jednoduše řečeno, musíme zajistit spoj stínění kabelu s uzemněnou nosnou konstrukcí. Pozor však, abychom to se zemněním nepřehnali, např. tím, že uzemníme i zdroj pro napájení zesilovače po kabelu „třetím kolíkem“ zástrčky v síťové zásuvce. Zdroj zásadně nezemníme. Dále bychom neměli při pájení transformátorovou pistolovou páječkou stisknout spínač páječky při hrotu páječky v bezprostřední blízkosti, nebo dokonce na některém z vývodů FET. Nemáme-li mikropáječku, zapíráme transformátorovou páječku ve větší vzdálenosti od pájeného tranzistoru, stejně postupujeme i při vypínání.

Elektrody FET necinujeme, jsou stříbřené. Jsou-li zoxidované, opatrně vrstvu seškrábeme žiletkou. Každé pájení tranzistoru navíc může zhoršit jeho vlastnosti. Proto před pájením důkladně vyzkoušejte polohu tranzistoru v určeném místě, míru zkrácení nožiček, atd. FET jsou citlivé na přehřátí, proto je budeme pájet jako poslední. Před zapájením FET můžeme krabičku vymýt lihem, FET však nemýjeme lihem ani vodou! Molekuly vody přítomné v lihu pronikají pouzdrem a mohou změnit vlastnosti tranzistoru. Z běžných tavidel používejte kalafunu.

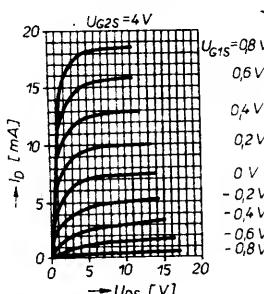
#### 9.2 Nastavení pracovního bodu FET

U tranzistorů řízených polem rozumíme pracovním bodem napětí  $U_{GS}$  řídicí elektrody (u MOSFET  $U_{GDS}$ , popř.  $U_{G1S}$ ) a proud kanálem  $I_D$ . Naprostá většina MOSFET je napájena napětím  $U_{DS} = 15$  V, MESFET nejčastěji 6 až 8 V. Napětí  $U_{GDS}$  bývá 2,0 až 4 V, proud  $I_D$  okolo 10 mA. V některých zapojeních se používá i malé předpětí  $U_{G1S} = -0,5$  až +1 V. Správně nastavený pracovní bod je prvním předpokladem pro dobrou funkci zesilovače. Na obr. 68 je základní zapojení kanálového zesilovače na UHF. Zesilovač na VHF se liší pouze provedením rezonančního obvodu.

Stejně jako u bipolárního tranzistoru, tak i u FET se udávají stejnosměrné



Obr. 68. Základní zapojení zesilovače s MOSFET



Obr. 69. Výstupní charakteristiky tranzistoru BF960

charakteristiky, vyjadřující vzájemné závislosti napětí  $U_{DS}$ , proudu  $I_D$  a napětí  $U_{G2S}$ , popř.  $U_{G1S}$ . Na obr. 69 je výstupní charakteristika tranzistoru BF960 pro  $U_{G2S} = 4$  V. Vidíme na ní, že lze změnou napětí  $U_{G1S}$  měnit proud  $I_D$ . Optimální pracovní bod tohoto tranzistoru je  $U_{G2S} = 4$  V,  $I_D = 7$  mA při  $U_{DS} = 15$  V. Z obrázku vidíme, že proud  $I_D = 7$  mA teče kanálem při  $U_{G1S} = 0$  V. V běžných případech se  $G_1$  nechává bez předpěti. Zmíněné stejnosměrné charakteristiky jsou typické, informativní a platí pro většinu tranzistorů tohoto druhu. Parametry ovšem kolísají a např. proud  $I_D$  může podle výrobce kolísat v rozmezí 2 až 20 mA! Zjistíme-li, že nás tranzistor má při  $U_{G1S} = 0$  V a  $U_{G2S} = 4$  V proud  $I_D$  více odlišný od proudu pro nejmenší šum, pak o tomto tranzistoru nelze říci, že je vadný, ale musíme se vhodným způsobem postarat o to, abychom proud zkorigovali. Např. u tohoto tranzistoru je optimální odběr proudu 7 mA. Bude-li proud  $I_D = 4$  až 12 mA, šumové číslo se nezhorší, protože závislost  $F = f(I_D)$  je velmi plochá. Je-li odchylka větší, pak lze proud korigovat několika způsoby. Nejčastěji je proud větší, zmenšíte jej můžeme tím, že na  $G_1$  přivedeme záporné napětí, což je ovšem nepraktické řešení. Proto se proud koriguje napětím  $U_{G1S}$  pouze tehdy, je-li jej třeba zvětšit (kladné předpětí). Proud lze zmenšit výhodněji změnou  $R_S$ , jehož odpor může být např. 120  $\Omega$  nebo i větší (do 470  $\Omega$ ) při  $U_{DS} = 15$  V.

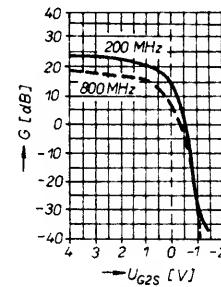
Jak lze volbou  $U_{G2S}$  (4 až -2 V) regulovat zisk, je zřejmě z obr. 70. V tab. 12 jsou dostupné evropské MOSFET, včetně naší řady KF..., a jejich základní parametry. Na obr. 71 je pouzdro, elektrody a označení MOSFET.

#### 9.3. Kanálové zesilovače s unipolárními tranzistory

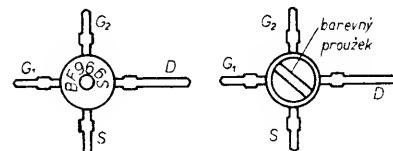
Tyto zesilovače se nejčastěji realizují s kapacitně zkráceným vedením  $\lambda/4$ . Návrh rezonančního obvodu bude tedy obdobný jako v článku 8.2, ovšem s přihlédnutím ke specifickým vlastnostem FET.

#### Výkonové a šumové přizpůsobení tranzistorů

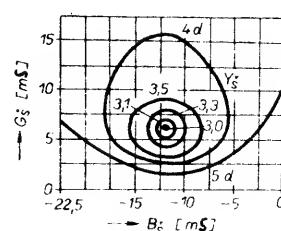
Každý tranzistor, ať bipolární nebo unipolární, vyžaduje pro šumové přizpůsobení jiný odpor zdroje než pro přizpůsobení výkonové. Výrobce označuje tento odpor jako  $R_{G\text{ opt}}$  nebo udává šumový odpor  $R_N$ . Nejcennějšími informacemi jsou „souřadnice“ pro šumové přizpůsobení, které se nejčastěji udávají křivkami konstantního šumového čísla v pravoúhlém nebo kruhovém admittančním (impedančním) diagramu. Bod pro optimální šumové přizpůsobení, tedy pro minimální šumové číslo, pak označujeme jako optimální admittance zdroje pro šumové přizpůsobení,  $Y_s = G_s + jB_s$ , obr. 72. Křivky konstantního šumového čísla jsou přehlednější znázorněny v pravoúhlém diagramu, ovšem pro grafické řešení úloh se přenáší do kruhového Smithova diagramu. Zde se všechny admittance či impedance udávají většinou v normovaném tvaru, čili vztažené k určité vodivosti, např.  $Y_s = 20$  mS (odpovídá impedance  $Z_0 = 50 \Omega$ ). Podobným způsobem se vynášejí elliptické svažky křivek konstantního výkonového zlepšení s ohniskem odpovídajícím admittance ideálního výkonového přizpůsobení. Při návrhu přizpůsobovacího obvodu je cílem střed Smithova diagramu. Vstupní obvod navrhujeme tak, aby přetrasformoval vstupní im-



Obr. 70. Řízení zisku napětím  $U_{G2S}$  u tranzistoru BF960 ( $U_{DS} = 15$  V,  $U_{G1S} = 0$  V,  $I_D = 7$  mA)



Obr. 71. Pouzdro a označení MOSFET (barevný proužek fialový — KF907, žlutý — KF910, oranžový — KF966, zelený — KF964, bílý — KF982)

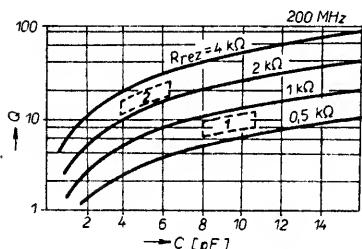


Obr. 72. Křivky konstantního šumového čísla v rovině vnitřní admittance  $Y_s = G_s + jB_s$  zdroje signálu

pedanci ( $75 \Omega$ ) na impedanci tranzistoru potřebnou pro šumové či výkonové přizpůsobení. U běžných bipolárních tranzistorů není mezi oběma přizpůsobeními velký rozdíl, velikost šumového odporu  $R_s$  je v pásmu UHF většinou o něco menší než  $75 \Omega$ . U některých tranzistorů není  $R_s$  udán, čehož důsledkem je, že minimálního šumového čísla lze dosáhnout obtížně.

#### Šumové přizpůsobení MOSFET

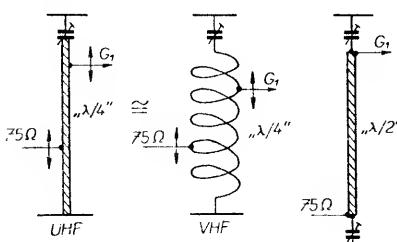
U těchto tranzistorů je rozdíl mezi oběma přizpůsobeními o něco větší. Bohužel, součadnice optimální admittance zdroje pro minimální šum se udávají velmi zřídka. MOSFET lze přizpůsobit pro relativně úzké pásmo. Podle typu přizpůsobovacího obvodu a jeho pracovní jakosti lze MOSFET přizpůsobit např. na UHF od šířky jednoho kanálu až po několik kanálů. Další zvětšování šířky pásmá má za následek zhoršení parametrů, hlavně zisku  $G$ . Vstupní obvod musí kromě požadované transformace impedance, např. rezonátorem  $\lambda/4$ , mít určitý činitel jakosti  $Q$ , který je úměrný rezonančnímu odporu, a který je v přímé souvislosti s ladící kapacitou obvodu. Na obr. 73 je tato závislost pro MOSFET BF900 (Texas Instruments), jehož ekvivalentem je BF961 (Siemens) a



Obr. 73. Podklady pro návrh rezonančního obvodu zesilovače s tranzistorem BF900 (Texas I.); 1. vstupní, 2 - výstupní obvod

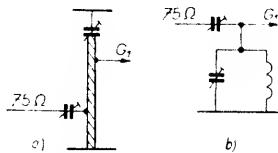
blízkým příbuzným i náš KF910. Z obrázku vidíme, že jakost obvodu je na kmitočtu 200 MHz malá,  $Q = 10$  až 25. To plyně i ze skutečnosti, že unipolární tranzistory nevyžadují pro šumové přizpůsobení obvod s velkou jakostí, ale naopak více či méně zatlumený, což je výhodou i nevýhodou.

U velmi selektivních zesilovačů realizujeme vstupní a výstupní obvod nejčastěji zkrácenými rezonátory  $\lambda/4$ . U kmitočtů nad 1 GHz se hlavně v zahrazení setkáváme i s obostranně zkrácenými rezonátory  $\lambda/2$ , obr. 74. U čtvrtvlnních rezonátorů je nutné najít polohu odboček, u půlvlnních jsou od-



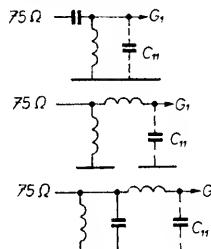
Obr. 74. Rezonanční obvody s rezonátorem  $\lambda/4$  a  $\lambda/2$

bočky na koncích vnitřních vodičů. Odbočky můžeme zvolit pevné a přizpůsobení upravit kondenzátorem, obr. 75a. Velmi výhodné je umístit obě odbočky až na živém konci vnitřního vodiče a přizpůsobení nastavit kondenzátorem, obr. 75b. Realizace narází ovšem na nedostatek vhodných kapacitních trimrů, laděných v sérii.



Obr. 75. Jiné způsoby přizpůsobení v rezonančním obvodu  $\lambda/4$

Pro širší pásmo lze MOSFET přizpůsobit různými obvody s malou jakostí. Na obr. 76 jsou příklady jednoduchých obvodů — transformátorů, které lze s výhodou řešit pomocí Smithova diagramu, známe-li výchozí součadnice. Při návrhu musíme počítat se vstupní ka-



Obr. 76. Jednoduché obvody s malou jakostí pro přizpůsobení MOSFET

pacitou tranzistoru  $C_{11}$ , a ve výstupním obvodu, který přizpůsobujeme vždy výkonově, s kapacitou  $C_{22}$ . Nelze jednoznačně říci, zda dosáhneme lepšího přizpůsobení silně zatlumeným obvodem nebo selektivnějším obvodem  $\lambda/4$ . Lze se domnívat, že u MOSFET umožní dobře navržený více zatlumený vstupní obvod více se přiblížit minimálnímu šumovému číslu, hlavně do kmitočtu IV. TV pásmá. Realizace takového obvodu pro nejvyšší kanály V. TV pásmá se ani při podrobném konstrukčním návodu neobejde bez polyskopu. Určité cesty v tomto směru naznačil ing. R. Peterka v AR A4/87. Pro nejvyšší kmitočty jsou pro amatéra lépe realizovatelné klasické obvody  $\lambda/4$ . Praxe naznačuje, že tyto obvody umožní na nižších kmitočtech dosahovat šumových čísel o několik desetin dB horších, než u obvodů s větší šířkou pásmá. Objektivní srovnání je nesnadné, protože parametry MOSFET mají značný rozptyl, takže měřit by se muselo stále s jedním tranzistorem — při násobném pájení FET však nelze vyloučit zhoršení jeho parametrů. Dále se budeme zabývat návrhem zesilovačů na bázi rezonátorů  $\lambda/4$ , a to z několika důvodů:

- je to základní a nejrozšířenější princip dobré realizovatelný i na nejvyšších kmitočtech,
- podrobnějším návrhem kanálového zesilovače s FET se na stránkách AR dosud nikdo nezabýval,
- v tomto čísle je řešena řada problémů vyžadující úzkopásmový zesilovač.

V takovém zesilovači musí mít hlavně vstupní obvod požadovaný rezonanční odpór  $R_{rez}$ . Výrobce doporučuje navrh-

nout selektivní obvod tak, aby jeho šířka pásmá  $B$ , pracovní jakost  $Q_p$ , rezonanční odpór  $R_{rez}$  a ladící kapacita  $C_0$  pro kmitočet  $f_0$  byly vzájemně vázány podle vztahů:

$$Q_p = f_0/B \quad (26)$$

$$Q_p = \omega_0 C_0 R_{rez} = \omega_0 C_0 / G_{rez} \quad (27)$$

Vidíme, že  $R_{rez}$  lze vyjádřit rezonanční vodivostí obvodu  $G_{rez}$ , kterou určíme ze vztahu

$$G_{rez} = g_{11} + G_{vst} \quad (28)$$

$$a \quad G_{rez} = g_{22} + G_{vst} \quad (29)$$

pro výstupní obvod. Je zřejmé, že k výpočtu budeme potřebovat tyto parametry tranzistoru:  $y_{11} = g_{11} + jb_{11}$ ,

$y_{22} = g_{22} + jb_{22}$  a dále moduly parametrů  $S$ ,  $|S_{11}|$  a  $|S_{22}|$ , z nichž určíme vstupní a výstupní impedanci tranzistoru, neboť ty přímo udávají vstupní či výstupní činitel odrazu. Uvážíme-li, že obě impedanční MOSFET jsou v pro nás uvažovaných kmitočtových pásmech vždy větší než  $50 \Omega$  (vztažná impedance pro normované hodnoty), pak impedanční nebo vodivost určíme ze vztahu

$$Z_{vst} = 1/G_{vst} = \tilde{C} \cdot S \cdot 50 =$$

$$= (1 + |S_{11}|) / (1 - |S_{11}|) \quad (30)$$

a stejně  $Z_{vst}$  pomocí  $|S_{22}|$ . Vypočtená rezonanční vodivost musí dále vyhovovat vztahu

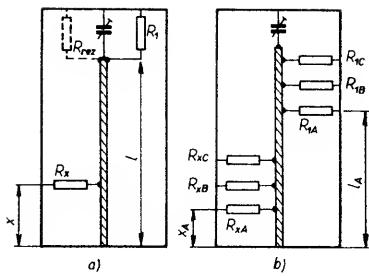
$$1/G_{rez} = R_{rez} = 2Z_0(1/R) \frac{1}{1 + (\omega_0 C_0 Z_0)^2} \quad (31)$$

kde  $R$  je ztrátový odpór rezonátoru o délce  $l$ ,  $Z_0$  impedance dutiny a  $C_0$  ladící kapacita obvodu. Na obr. 73 vidíme, jak lze pro kmitočty VHF vypočtený obvod dobře realizovat, vezmeme-li v úvahu, že např. pro šířku pásmá 8 až 20 MHz vychází na  $f_0 = 200$  MHz pracovní jakost  $Q_p = 25$  až 10.

Je pravděpodobné, že pro kmitočty UHF musíme vycházení ze stejněho vztahu. Na UHF se impedance tranzistoru zmenšují a při velmi selektivním obvodu ( $B = 10$  MHz) se zvětšuje i jakost  $Q$ . Ladící kapacita  $C_0$  pak vychází rádu desítek pF, což je těžko realizovatelné (velmi krátký rezonátor). S ohledem též na to, že  $Q$  je úměrné poměru  $L/C_0$ , je zřejmé, že vztah (27) potvrzuje původní domněnku — unipolární tranzistory potřebují pro přizpůsobení zatlumený obvod. Problém lze však řešit i pro selektivní zesilovače, jejichž rezonátory jsou zkracovány do rezonance kapacitou rádu jednotek pF. Při návrhu takového obvodu musíme jeho jakost  $Q$ , tedy i  $R_{rez}$ , zmenšit vhodným navázáním vstupu či FET k rezonátoru na pracovní jakost  $Q_p$ . Odbočky musí být zároveň navázány tak, aby se odporníky antény  $75 \Omega$  transformovali na odpór pro šumové přizpůsobení, a to v místě připojení FET. Impedance tranzistoru pro šumové přizpůsobení je menší než pro přizpůsobení výkonové a její velikost je v pásmu UHF (do 1 GHz) nejčastěji v rozmezí 300 až 400  $\Omega$ . Navážeme-li k rezonátoru v místě  $x$  odpór  $R_x$  ( $75 \Omega$ ), obr. 77a, transformuje se odpór podél vnitřního vodiče podle vztahu

$$R_1 = R_x \frac{\sin^2 2\pi (l/\lambda)}{\sin^2 2\pi (x/\lambda)} \quad (32)$$

Z čl. 8.2 víme, že takto navázaný odpór antény galvanickou vazbou



Obr. 77. Transformace odporu připojeného na rezonátor

obvod tlumí, a to tím více, čím „výše“ je odpor navázán. To potvrzuje i posledně uvedený vztah, neboť obvod se po připojení  $R$  chová tak, jako kdybychom k jeho rezonančnímu odporu  $R_{rez}$  paralelně připojili přetransformovaný odpor  $R_1$ . Pozornému čtenáři neunikne, že pro transformaci odporu  $75 \Omega$  na vstupní impedanci tranzistoru podle vztahu pro  $R_1$  je několika možných vzájemných poloh odboček, obr. 77b. A právě toho využijeme k tomu, abychom vstupní odbočkou zatlumili obvod na pracovní  $R_{rez}$ , blížící se  $G_{rez}$  (vztah (28)).

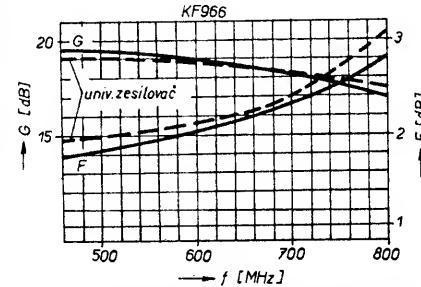
Jako příklad navrhнем rezonanční obvod  $\lambda/4$  na kmitočtu 800 MHz pro tranzistor KF966, který nahrazuje výběrový KF907. V katalogu najdeme, že  $y_{11} = 11,45 \text{ mS}$  s fázovým úhlem  $\alpha = 81,7^\circ$ , po reprečtu  $y_{11} = 1,65 + j11,33$ . Dále určíme vstupní impedanci z parametru  $|S_{11}| = 0,8840$  s fázovým úhlem  $\alpha = -59,3^\circ$ . Podle (30) je  $Z_{vst} = 812 \Omega = 1/1,23 \text{ mS}$ . Potom rezonanční vodivost  $G_{rez} = 1,65 + 1,23 = 2,88 \text{ mS}$ , čili  $R_{rez} = 347 \Omega$ . Stojí za povědomí, že  $G_{rez}$  je velmi blízká vstupní šumové vodivosti  $G_s \approx 3 \text{ mS}$  (800 MHz). Abychom mohli porovnat parametry různě jakostních obvodů, navrhнем dvě různé dutiny. Jednu o  $Z_0$  asi  $75 \Omega$  a  $D/d = 20/6 \text{ mm}$  a druhou o  $Z_0$  asi  $130 \Omega$  a  $D/d = 20/2,5 \text{ mm}$ . Vnitřní vodiče jsou měděné. Podle vztahů (22) až (24) vyjdou pro  $C_0 = 4 \text{ pF}$  délky rezonátorů  $l_1 = 27 \text{ mm}$  ( $\varnothing 6 \text{ mm}$ ) a  $l_2 = 23 \text{ mm}$  ( $\varnothing 2,5 \text{ mm}$ ). Tento vnitřním vodičům odpovídají ztrátové odopy  $R_1 = 0,016 \Omega$ ,  $R_2 = 0,025 \Omega$  a rezonanční odpory  $309 \text{ k}\Omega$  a  $279 \text{ k}\Omega$ . Výpočet  $R_{rez}$  je velmi přibližný, odpor se zmenšuje vlivem ztrát až o jeden řád. Ale i s ohledem na tento fakt je zřejmé, že obvod je nutně zatlumit. Vyčíslíme-li ztráty v rezonátoru (jako útlum sousošného vedení), zjistíme, že jsou nejvýše řádu  $10^{-2} \text{ dB}$  i u tenkých vodičů. Tyto

malé ztráty spolu se značně velkým  $R_{rez}$  napovídají, že v praxi budou změny ztrát vlivem různých geometrických rozdíl rezonátorů zanedbatelné.

Přejdeme nyní k určení odboček. Z mnoha běžných kombinací bylo experimentálně zjištěno, že minimálního šumového čísla dosahovaly MOSFET tehdy, byla-li odbočka na vstupu zhruba v  $1/3$  délky  $l$  od studeného konce a odbočka na  $G_1$  tranzistoru asi v  $1/3$  až  $1/4$  délky  $l$  od živého konce. V diagramu na obr. 78 jsou v závislosti na kmitočtu délky vnitřních vodičů ( $l_{1,2}$ ), vstupní odbočky ( $a_{1,2}$ ), odbočky na  $G_1$  ( $b_{1,2}$ ) a rozměry dutin pro různé vnitřní vodiče. Polohy odboček byly zjištěny pro šumové přizpůsobení. Pokud by bylo cílem přizpůsobení výkonové, musíme vycházet z optimální admitance  $Y$ , zdroje pro výkonové přizpůsobení. Jelikož mají FET velmi malou vnitřní zpětnou vazbu ( $y_{12}$ ), můžeme tuto admitanci se zanedbatelnou chybou approximovat parametrem  $y_{11}$ , popř.  $y_{22}$  na vstupu. Měření prokázala, že pro šumové přizpůsobení bylo na vstupu zesilovače optimální  $\text{CSV} = 2$  až 2,5. Zisk zesilovače byl zhruba o  $2 \text{ dB}$  menší než při výkonovém přizpůsobení. Pro výkonové přizpůsobení je třeba vstupní odbočku posunout o něco níže (asi na  $1/4 l$ ) a odbočku na  $G_1$  o něco výše — její polohu určíme transformací odporu  $R = 75 \Omega$  podle vztahu (32) na vstupní impedanci tranzistoru zjištěnou z parametru  $S_{11}$ . Zde již mohou být mezi tranzistory větší rozdíly. Musíme počítat s tím, že při výkonovém přizpůsobení bude šumové číslo o  $1,5$  až  $2 \text{ dB}$  větší. Tím, že je odbočka navázána níže, zůží se o něco pracovní pásmo. Ve výstupním obvodu volíme pro jednoduchost délku vnitřního vodiče stejnou jako na vstupu, i když by teoreticky mohla být větší. Výstupní impedance MOSFET je řádu  $\text{k}\Omega$  a jelikož výstupní dutinu přizpůsobujeme spíše výkonově, umisťujeme výstup z tranzistoru až na živý konec vodiče. Výšku výstupní odbočky ( $75 \Omega$ ) pak volíme s ohledem na šířku pásmo zesilovače. Je vhodné měrně tlumit i výstupní obvod a odbočku navázat poněkud výše (asi  $1/4 l$ ). I přes vzniklé nepřizpůsobení stojaté vlny nevzniknou, bude-li zátěž na konci kabelu přizpůsobena. I když se parametry v tranzistoru měrně mění i u jednoho typu (mění se např. s proudem  $I_D$ ), nejsou polohy odboček příliš kritické a můžeme je použít i u jiných typů MOSFET pro pásmo UHF. V diagramu na obr. 78 jsou vyneseny i

polohy odboček ( $a'_{1,2}$ ) pro  $Z_{vst} = 37,5 \Omega$ , kterou dostaneme paralelním sfázováním dvou antén souosým kablem.

Zkoušky prokázaly, že parametry zesilovačů, realizovaných v různých dutinách podle obr. 78, se téměř neliší. Pro běžnou praxi tedy vystačíme s „menšími“ dutinami s dobrým kondenzátorem, pro nejlepší parametry volíme jakostnější dutinu ( $\varnothing 6 \text{ mm}$  nebo tomu odpovídající pásek  $12 \times 1 \text{ mm}$ ) se vzduchovým kondenzátorem na vstupu. Použití méně jakostní dutiny se skleněným trimrem se projeví mírným zmenšením zisku a zhoršením šumového čísla o  $0,2$  až  $0,3 \text{ dB}$ . Zhoršení parametrů spadá především na vrub horší jakosti ladícího kondenzátoru a zvětšuje se se zvětšující se kapacitou trimru, proto vždy hradime co největší část jeho kapacity keramickým kondenzátorem. Šířka pásmo zesilovače se mění minimálně a pohybuje se okolo  $12 \text{ MHz}$  pro pokles  $3 \text{ dB}$ . S dobrými parametry můžeme realizovat i univerzální zesilovač, který lze proladit v rozsahu K21 až K60. Důležité rozměry vypočteme z tab. 13. Průměrné velikosti parametrů uvedených zesilovačů jsou na obr. 79.



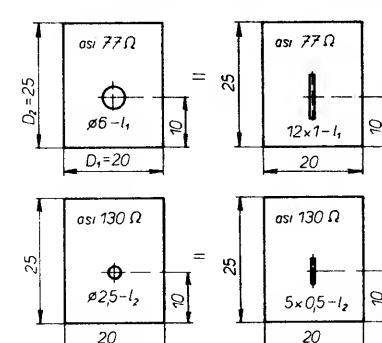
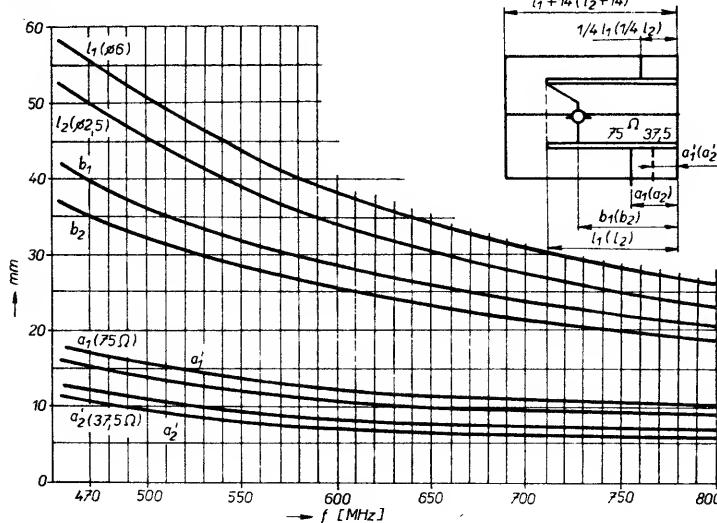
Obr. 79. Parametry zesilovačů s MOSFET v pásmu 470 až 800 MHz

Tab. 13. Rozměry „univerzálního“ kanálového zesilovače

	$l$	$a$	$b$	$D_1$	$D_2$
$\varnothing 6 \text{ mm}$	40	13	28	20	25
$\varnothing 2,5 \text{ mm}$	32	10	22	20	25

Paktická realizace kanálových zesilovačů

Kanálové zesilovače budou realizovány v krabičkách z pocívaného plechu nebo oboustranně plátovaného kuprextitu. Příklad základního uspořádání jednostupňového zesilovače je na obr. 80 a elektrické schéma na obr. 81. Rozměry dutin určíme z obr. 78. U kanálového zesilovače se hůře rozvádí stejnosměrné napětí uvnitř krabičky. Máme-li respektovat  $\text{vf}$  hlediska pro uspořádání laděného obvodu, pak je samozřejmě lepší, aby se v okolí vnitřních vodičů vyskytovalo co nej-



Obr. 78. Rozměry dutinových rezonátorů pro MOSFET

Tab. 12. Přehled parametrů MOSFET

Typ UHF	Výrobce	Zisk G [dB]	Šum F [dB]	Prac. bod	$U_{DS}$ [V]	$U_{G2S}$ [V]	$I_D$ [mA]	$C_{11}$	$C_{12}$	Strmost $y_{21}$ [mS]	Max. $U_{DS}$ [V]	Max. $I_D$ [mA]	Ekvivalent pro SMD (SOT 143)
BF960	S, P	23/16,5	2,8 (1,6)	15	4	7	1,8	0,8	12	20	30	BF989	
BF960S	S	25/18	2,2	15	4	7	2,2	0,8	18	20	30	BF989S	
BF966	S, P	25/18	2,8	15	4	10	2,3	0,8	18	20	30	BF996	
BF966S	S, P	25/18	1,8 (1,0)	15	4	—	2,6	—	18	20	30	BF996S	
BF980	P	25/18	2,8	15	4	8	2,5	1,3	18	18	25	BF990	
KF907	T	25/18	3	15	4	8	2,2	1,2	14	22	40		
KF966	T	25/18	2,8 (1,5)	15	4	8	2,2	1,2	17	20	30		

Ve sloupci Zisk je uveden zisk pro 200/800 MHz. Ve sloupci Šum je první údaj pro 800 MHz, v závorce pro 200 MHz.

VHF

BF961	S	23	1,8	15	4	10	3,6	1,6	17	20	30	BF995
BF963	S	26	1,5	15	4	10	6,0	2,5	25	20	30	BF993
BF964	S, P	25	1,5	15	4	10	2,5	1	18	20	30	BF994
BF964S	S, P	25	1,0	15	4	10	2,5	1	18	20	30	BF994S
BF965	S	25	1,0	15	4	10	2,5	1	18	20	30	
BF981	P	—	2,0	10	4	—	2,1	—	10	20		BF991
BF982	P	—	1,2	10	4	15	4,0	—	20	20		BF992
KF910	T	25	2,5	15	4	15	5,5	3	20	20	50	
KF964	T	25	1,5	15	4	10	2,3	1,2	17	20	30	
KF982	T	25	1,2	10	4	15	4,0	2,2	25	20	40	

Údaje ve sloupci Zisk a Šum platí pro 200 MHz. S ..... Siemens, T ..... TESLA, P .... Philips,  $C_{11}$  – vstupní kapacita,  $C_{22}$  – výstupní kapacita, SMD – povrchová montáž,

méně součástek. Z tohoto důvodu je lepší rozvádět ss napětí vnějkem a do jednotlivých dutin přes průchodkový kondenzátor. Abychom nemuseli tlumivku TI pájet až při konečné montáži na střeše, dovolíme si umístit ji dovnitř a napětí vyvést přes průchodkový kondenzátor podle obr. 80. Odporový dělič pro napětí  $U_{G2S}$  můžeme umístit buď vně krabičky, obr. 80a, nebo přímo u  $G_2$ , obr. 80b, čímž ušetříme rezistor, ale za cenu obtížnější změny pracovního bodu. Plynulé změny  $U_{G2S}$  od nuly počínaje dosahemem tím, použijeme-li místo děliče odporový trimr vně krabičky (se srážecím rezistorem). V požadavky méně respektující je řešení rozvodu ss napětí vnitřkem podle obr. 82. Je-li dobré provedeno, v běžné praxi vyhoví. Vzniku nežádoucích vazeb zamezíme tím, že místo jedné tlumivky s dlouhým přívodem použijeme tlumivky několik a blokujeme je diskovými kondenzátory. Při konstrukci laděných zesilovačů budeme pamatovat na tyto skutečnosti:

— dutinové rezonátory budeme realizovat podle obr. 58b, e, tedy „hloubši“. To proto, že hlouběji posazený vnitřní vodič (i tranzistor) zmenšuje pravděpo-

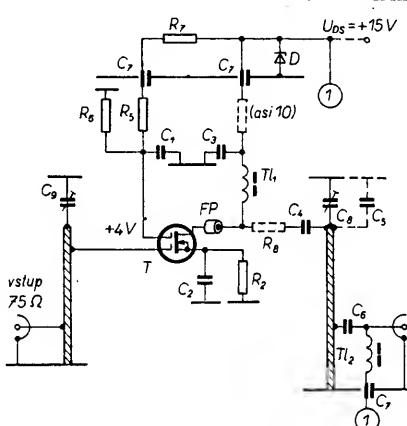
dobnost vzniku kladných vazeb mezi dutinami. Vnitřní vodič v podobě tenkového pásku je výhodnější, protože s tlustší měděnou trubkou se hůře pracuje (pásek se rychleji prohýbe, což očeníme při pájení  $G_1$ ), a rozladění při „zavíckování“ je u páskového vodiče minimální;

— přepážku připájíme po celém obvodu a z obou stran. Doporučenou velikost otvoru v přepážce příliš nezvětšujeme (možnost vzniku nežádoucí vazby), ale ani nezmenšujeme (zvětšení kapacity na kolektoru);

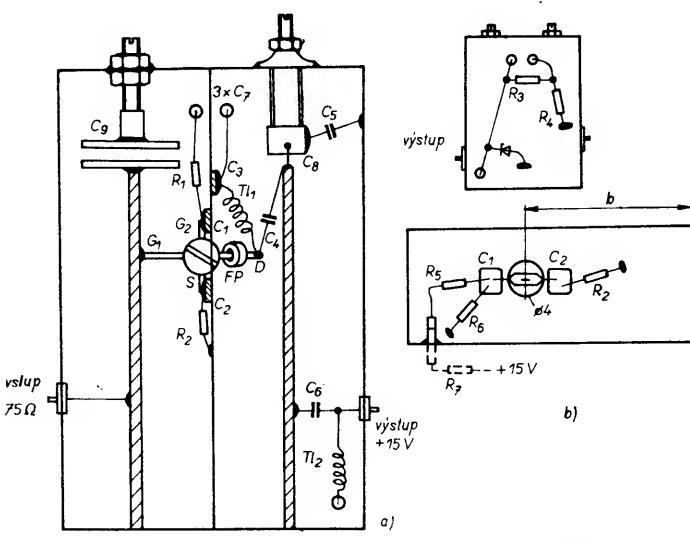
— emitor zkrátíme na minimum, ostatní přívody viz dále;

— blokovací kondenzátory používáme výhradně diskové, nejlépe čipové. Nejsou-li k dispozici, můžeme si je zhotovit (viz dále). Jejich kapacity nejsou kritické.

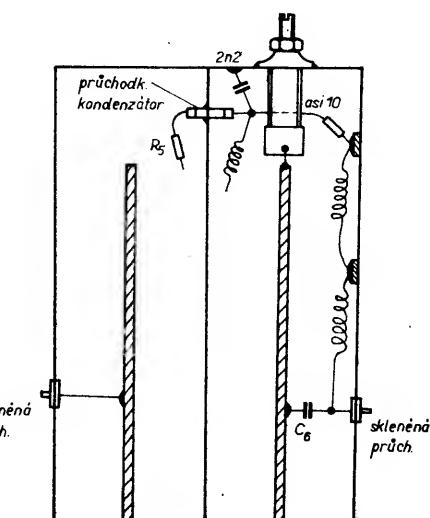
Nejprve zhotovíme krabičku a připájíme přepážku. Trochu zručnosti vyžaduje připájení vnitřních vodičů. Pomožeme si podpěrkami z tvrdého papíru (obr. 83), jimiž vodič umístíme do přesné polohy a připájíme. Ke koncům vnitřních vodičů připájíme ladící kon-



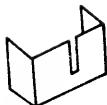
Obr. 81. Elektrické schéma kanálového zesilovače ( $R_1$  — 47 k $\Omega$ ,  $R_2$  — 120 až 470  $\Omega$ ,  $R_3$  asi 39 k $\Omega$ ,  $R_4$  asi 27 k $\Omega$ ,  $R_5$  — 150 k $\Omega$ ,  $R_6$  — 82 k $\Omega$ ,  $R_7$  — 10  $\Omega$ ,  $R_8$  — 22 až 82  $\Omega$ ,  $C_1$ ,  $C_2$ ,  $C_3$  — 330 až 1000 pF,  $C_4$  — 27 pF,  $C_5$  — 1,5 až 2,2 pF,  $C_6$  — 100 až 1000 pF,  $C_7$  — 3x průchodkový kondenzátor 1,5 až 4,7 nF,  $C_8$  — skleněný trimr 0,5 až 4,5 pF,  $C_9$  — vzdutový trimr, viz text,  $Tl_1$ ,  $Tl_2$  — 12 z drátu o  $\varnothing$  0,25 mm samonosně na  $\varnothing$  4 mm,  $D$  — KZ260/V15, FP — feritová perla, toroid, 2 skleněné průchody)



Obr. 80. Základní koncepce kanálového zesilovače (FP — feritová perla, toroid)



Obr. 82. Rozvod ss napětí uvnitř krabičky



Obr. 83. Podpěrka pro umístění vnitřních vodičů

denzátory. Použijeme-li ve vstupní dutině vzduchový kondenzátor (obr. 64b), musíme jej zevnitř našroubovat dřív, než připájíme vnitřní vodiče. Dále zapájíme všechny průchody, skleněné i keramické. Do určených míst připájíme blokovací kondenzátory. Místo nejprve vydatně pocinujeme, pak na něj terčík položíme a z druhé strany plechu prohříváme tak dlouho, až polep terčíku splyne s cínovou lázní. Blokovací kondenzátory  $C_1$  a  $C_2$  je lepší použít čipové. Zhotovíme je takto: Z „poduškového“ keramického kondenzátoru (nejlépe TK 724, 725, 744, 745 o velikosti  $4 \times 4$  mm) odstraníme izolaci. U některých kondenzátorů to jde lépe po prohřátí. „Čip“ pak uchopíme za hrany pinzetou a pájkou prohříváme přívody, až odpadnou. Zkrátíme-li vzdálenost FET od přepážky, nemusíme extrémně zkracovat elektrodu  $G_1$  a navíc tranzistor lepe „sedí“ v otvoru. Dále připájíme  $R_5$  k  $C_7$ ,  $R_2$  a  $R_6$  na přepážku,  $Tl_{1,2}$  na  $C_{3,6}$  a  $C_5$  k  $C_8$ . Poté připájíme odbočky na rezonátory a pocinujeme vnitřní vodič v místě, kam potom připájíme  $G_1$ . Zbývá zapájet tranzistor. Předtím můžeme vnitřek krabičky vymýt lihem, abychom odstranili zbytky kalaďouny. Tranzistoru nejprve zkrátíme vývody. Emitor na 2 mm,  $G_2$  na 3 mm,  $D$  na 4 mm a  $G_1$  tak, aby po umístění tranzistoru do žádoucí polohy byla mezi  $G_1$  a vnitřním vodičem vzduchová mezera asi 1 mm. FET nasuneme do otvoru, pinzetou uchopíme za kolektor a přidržíme. Opatrně spájíme emitor s  $R_2$  v místě  $C_2$ . Na vnitřním vodiči rozeřeďme kapku cínu, kterou pak opatrně „přelejeme“ na  $G_1$ . Spájíme  $G_2$  s  $R_5$  a  $R_6$  v místě  $C_1$  a kolektor s  $C_4$  a  $Tl_1$ . Celou konstrukci zkontrolujeme, není-li zkrat na blokovacích kondenzátořech. Připájíme diodu a zesilovač dočasně uzavřeme víčkem (alespoň výstupní dutinu). Dutiny tedy „zavíčkováváme“ každou zvlášť plechem se sraženými rohy, který těsně nasuneme hned pod horní okraj přepážky.

#### Oživení a nastavení zesilovače

Zesilovač vřadíme do anténního svedu před televizor, na kterém naladíme nejprve silný signál, abychom se lépe zorientovali při přelaďování zesilovače. Připojíme napájení a posuzujeme nejprve stabilitu. Nepozorujeme-li při ladění zesilovače na nejlepší obraz, ale ani při vzájemném rozladení dutin žádné nežádoucí jevy, je zesilovač v pořádku a v tomto případě se nebude měnit proud  $I_D$ . Je-li zesilovač nestabilní, kmitá-li, zvětšuje se i několiknásobně odběr proudu. Měřením odběru proudu můžeme kontrolovat stabilitu i nezatiženého zesilovače. Kmitá-li zesilovač i když je „zavíčkován“, je pravděpodobnější příčinou kmitání zvětšená vnitřní zpětná vazba tranzistoru. V tomto případě na kolektor navlečeme feritovou perlíčku FP, popř. toroid. Kmitá-li zesilovač i po tomto zásahu, pak musíme do série s kolektorem připájet miniaturní rezistor s odporem nejméně  $22 \Omega$ . Stabilizační účinek je úměrný odporu; odpór  $82 \Omega$  na UHF

jíž však značně zmenší zisk. Feritový toroid (H22) způsobí nepatrné zmenšení zisku a můžeme jej používat vždy. V žádném případě nesmíme dopustit, abychom provozovali zesilovač, který při ladění jevil známky nestability, byť i na jiném kmitočtu, než na jaký byl pak naladěn! Parazitní oscilace mohou zamořovat široké okolí a znehodnocovat příjem v okolí.

Při velkém zisku zesilovače může na kmitočtu blízkém kanálu místního vysílače vznikat křížová modulace, což neznamená (až na extrémní případ, tj. zahlcený zesilovač), že je zesilovač nestabilní. V naprosté většině případu vzniká křížová modulace především v TVP. V tomto případě se zkreslení zařazením útlumového článku za zesilovač zmenší.

U stabilního zesilovače zkontrolujeme  $U_{G2S}$  a  $I_D$ . Proud lze měnit změnou odporu

$R_2$ . Před konečným naladěním a „zavíčkováním“ připájíme k trimrům paralelní kondenzátory  $C_5$ . Na požadovaný kmitočet ladíme zesilovač pomocí útlumových článků. Signál zeslabíme tak, aby obraz byl co nejvíce zašuměný. Ladíme při monoskopu, kdy dobře rozeznáme i malé změny velikosti zrnu.

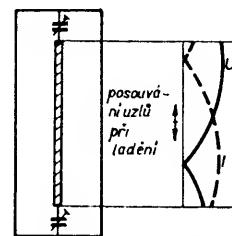
#### Dvoustupňový kanálový zesilovač

Používáme-li velmi dlouhý kabel nebo kabel s velkým útlumem, jedno-stupňový zesilovač pro slabý signál většinou nestačí. V tom případě lze použít zesilovač dvoustupňový, který i na 750 MHz dosahuje zisku většího než 30 dB. Použití takového zesilovače dobré zvážíme, neboť jeho stavba je podmíněna většími zkušenostmi při oživování — větší nároky na stabilitu, náročnější přesné naladění.

Vazbu mezi stupně používáme volnou (pro větší selektivitu). Konstrukce a rozměry zesilovače vycházejí z jedno-stupňového typu (obr. 84). Na  $T_1$  navlékneme vždy feritový toroid, na  $T_2$  připájíme tlumící rezistor  $R_8$  asi  $27 \Omega$ ; je-li to nutné, použijeme rezistor  $1$  u  $T_1$ . Tak můžeme účinně zmenšit zisk 2. stupně, je-li pro nás optimální zisk např. 25 dB. Bez tlumícího rezistoru u  $T_1$ , a s volnější nastavenou vazbou mezi stupni dosahuje zesilovač v pásmu 470 až 780 MHz zisku asi 38 až 30 dB. Šumové číslo je v průměru o 0,3 dB horší než u jedno-stupňového typu.

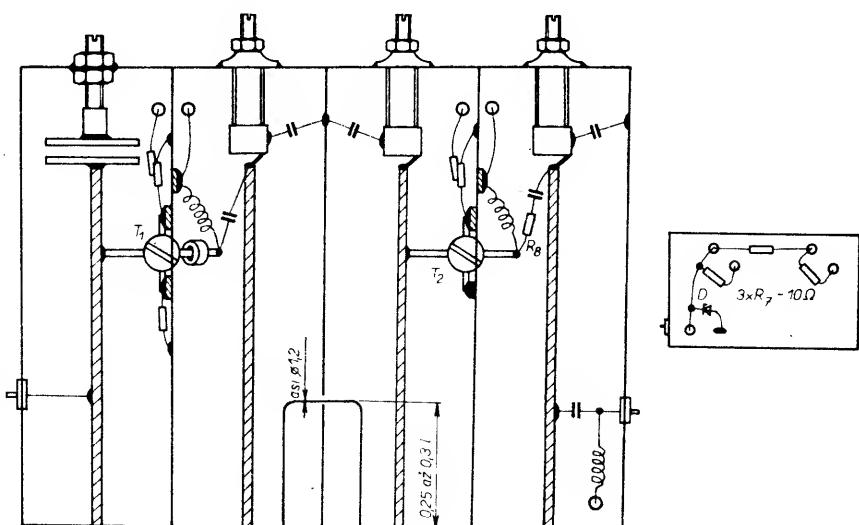
#### Kanálový zesilovač s rezonátory $\lambda/2$

V kmitočtové oblasti nad 1 GHz se v praxi používají rezonanční obvody s oboustranně zkrácenými rezonátory  $\lambda/2$ , obr. 85. Průběhy  $U$  a  $I$  na půlvlnném rezonátoru jsou na obr. 85. Při ladění se průběhy posouvají. Podobně jako u článku  $\pi$  lze u půlvlnného rezonátoru změnou kapacity ladících kondenzátorů transformovat impedančnu v širokém rozsahu. U rezonátoru  $\lambda/2$  jsou obě odbočky až na koncích vnitřního vodiče. Rezonátor lze doložovat do rezonance nekonečně mnoha způsoby, protože zvětšíme-li kapacitu na jednom konci, doladíme obvod zmenšením kapacity na konci druhém — z mnoha kombinací musíme nalézt kombinaci vhodnou pro šumové přizpůsobení. Situace vypadá velmi složi-



Obr. 85. Oboustranně zkrácený rezonátor  $\lambda/2$

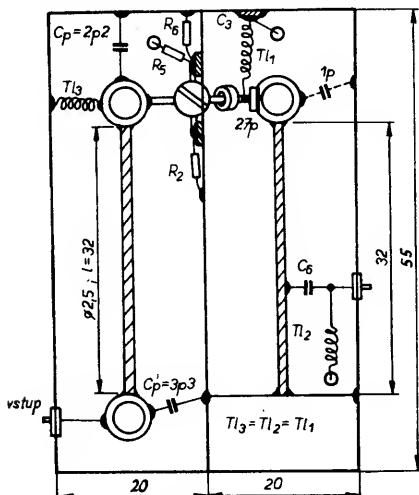
tě, avšak praxe ukázala, že na velmi „zrnitém“ monoskopu lze zesilovač naladit na nejmenší šum neočekávaně rychle, což bylo potvrzeno měřením šumového čísla. Naopak, ladíme-li zesilovač na polyskopu, pak ho v poměrně krátké době naladíme pro výkonové přizpůsobení, ale dle trvá naladit jej na přizpůsobení šumové. Měření potvrdila rozdíl mezi oběma přizpůsobeními. Měřený zesilovač s KF966 dosahoval při šumovém přizpůsobení  $F = 2,1$  dB a  $G = 17,5$  dB na 750 MHz, kdežto při výkonovém  $F = 4,0$  dB a  $G = 20$  dB. Zesilovač má výhodu v tom, že ho můžeme přizpůsobit ke skutečné impedanci, která je v daných podmínkách na vstupu zesilovače, a která je v anténě nebo na konci svodu málodky rovná  $75 \Omega$  a to pouze změnou kapacit trimrů, nikoli změnou odboček. Pro tyto skutečnosti se zesilovač např. před televizorem jeví jako nejlepší.



Obr. 84. Dvoustupňový zesilovač s MOSFET

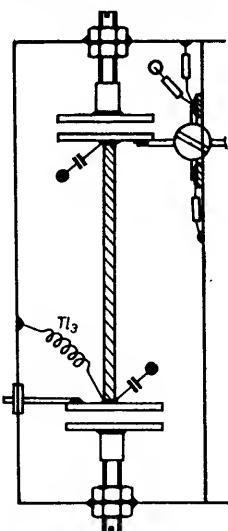
Délka vnitřního vodiče půlvlnného rezonátoru byla experimentálně optimalizována na 750 MHz v dutině o impedanci  $130 \Omega$ . Zesilovač byl laděn skleněnými trimry.

Praktickou realizaci vidíme na obr. 86. Půlvlnný rezonátor použijeme pouze na vstupu. Protože není vnitřní vodič



Obr. 86. Selektivní zesilovač s půlvlnným rezonátorem (pro jeden kanál v pásmu 720 až 780 MHz)

spojen dokrátko, musíme elektrodu  $G_1$  uzemnit v tlumivkou. Odporný dělič pro  $U_{G2S}$  je umístěn přímo u  $G_2$ . U tohoto zesilovače můžeme ke zlepšení  $F$  a  $G$  použít vzduchové kondenzátory, obr. 87. Vnitřní vodič je v žádané poloze stabilizován paralelními kon-

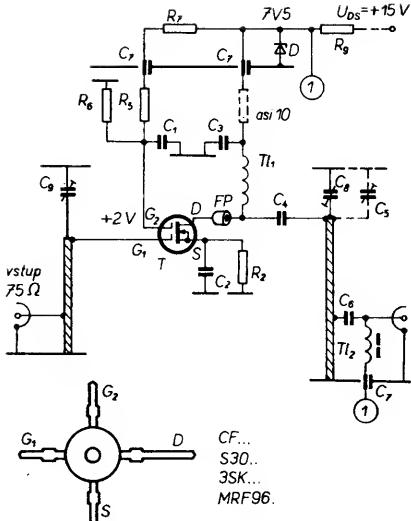


Obr. 87. Půlvlnný rezonátor laděný vzduchovými kondenzátory

denzátory  $C_p$ ,  $C'_p$ , elektrodou  $G_1$ , a vstupní průchodka. Při konstrukci nejprve zevnitř našroubujeme pístky kondenzátorů (s polepy). Mezi ně pak sevřeme vnitřní vodič a připájíme ho k  $C_p$  a  $C'_p$ , a  $Tl_3$ . Pak přidáme na konce vodiče druhé polepy trimrů. Mezi oba polepy dáme kousek tvrdého papíru a opět vnitřní vodič sevřeme a polepy připájíme k vodiči. K vnitřním polepům pak připájíme  $G_1$ , a vstupní průchodku.

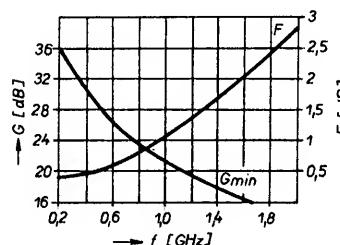
### Kanálové zesilovače s MESFET

Počátkem 80. let se v pásmu UHZ začaly aplikovat tranzistory MESFET na bázi GaAs (tzv. „GaAs-FET“), hlavně v jednodušším a levnějším tetrodovém provedení. Leprší typy s mezním kmitočtem několika GHz se používají v „držicovém“ pásmu SHF, kde na 12 GHz běžně dosahují  $F = 2$  dB! V zahraničním tisku se občas objeví i použití SHF-MESFET v pásmu UHF. Např. zesilovač s půlvlnnými rezonátory dosahoval s tranzistorem řady MGF  $F = 0,55$  dB na 1250 MHz. My se budeme zajímat o levné (do 15,- DM) typy UHF MESFET. Mezi přední představitele patří typy S3000 a S3030 (Texas Instruments), dále MRF960 a 966 (Motorola). O něco později se objevily MESFET např. od firmy Hitachi — 3SK97, 3SK121, 3SK124, atd. a typy CF300 a CF400 od firmy Telefunken. Tyto tranzistory dosahují šumových čísel o něco horších než 1 dB/1 GHz a zisku přes 20 dB/1 GHz. Mají velkou strmost a poměrně malou vstupní kapacitu  $C_{11} = 1,1$  až  $1,3$  pF. Vyznačují se ještě větší odolností proti křížové modulaci než MOSFET. Pracovní bod je nejčastěji:  $U_{DS} = 6$  až  $8$  V,  $U_{G2S} = 2$  až  $2,5$  V,  $U_{G1S} = 0$  V a  $I_D = 10$  mA. Tranzistory jsou ještě citlivější na přepětí, o čemž svědčí údaje průrazných napětí:  $U_{DS} = 12$  V,  $U_{G2S} = 4$  V!! V praxi se nejčastěji



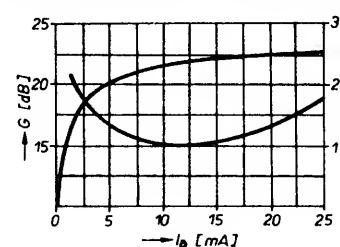
Obr. 90. Elektrické schéma kanálového zesilovače s MESFET ( $R_2 = 68$  až  $180 \Omega$ ,  $R_5 = \text{asi } 27 \text{ k}\Omega$ ,  $R_6 = \text{asi } 18 \text{ k}\Omega$ ,  $R_9 = 270 \Omega$ , ostatní jako na obr. 81)

odbočka téměř v polovině délky vnitřního vodiče a tranzistor je připojen až na konci vodiče, popř. o něco níže. Byly realizovány zesilovače s CF300(B) pro K21 a K35 a s S3030 na K28. Praktická měření ukázala, že udávaným parametry se více blíží zesilovače s tranzistory CF300, což odpovídá i ohlasům v zahraničním tisku a zkušenostem amatérů. Nelze však říci, že by S3030 byl horší. Tranzistor zřejmě vyžaduje jinou koncepci zesilovače, asl s menším  $Q_p$ . Jeho šumové přízpůsobení je náročné (a neznámé), o čemž svědčí i naměřené údaje. Byl použit v zesilovači na K28, kde dosahoval  $G = 24$  dB a  $F = 1,8$  dB. I když byly odbočky optimálně upraveny, rezonanční obvod tranzistoru „neseděl“, protože nejmenší CSV na vstupu bylo až o 15 MHz výše. provedení všech zesilovačů bylo stejné, lišily se pouze rozměry dutin — obr. 91, tab. 14, a



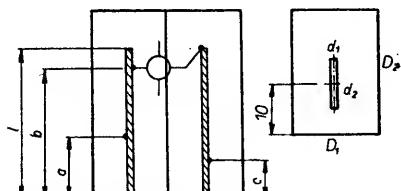
Obr. 88. Parametry GaAs FET typu S3030 ( $U_{DS} = 8$  V,  $U_{G2S} = 2$  V,  $I_D = 10$  mA)

setkáváme s tranzistory S3030 a CF300 (10,- a 5,50 DM). Na obr. 88 jsou parametry tranzistoru S3030 podle



Obr. 89. Závislost zisku  $G$  a šumového čísla  $F$  na  $I_D$  u tranzistoru S3030 (1 GHz,  $U_{DS} = 8$  V,  $U_{G2S} = 2$  V,  $U_{G1S} = 0$  V)

údajů výrobce. Zajímavá je i závislost  $F$  na  $I_D$ , obr. 89. Obdobné parametry má i CF400 a o něco horší CF300 (1,1 dB/800 MHz). Všechny výše uvedené tranzistory mají ochranné diody a pro práci s nimi platí stejné zásady. GaAs FET můžeme použít do všech popsaných typů kanálových zesilovačů s tím, že u rezonátorů  $\lambda/4$  budou odbočky umístěny jinak. MESFET mají ještě větší vstupní impedanci a ještě větší rozdíl mezi šumovým a výkonovým přízpůsobením. V praxi se to projeví tím, že vstupní obvod musí silně zatlumen, obr. 90. Proto je vstupní

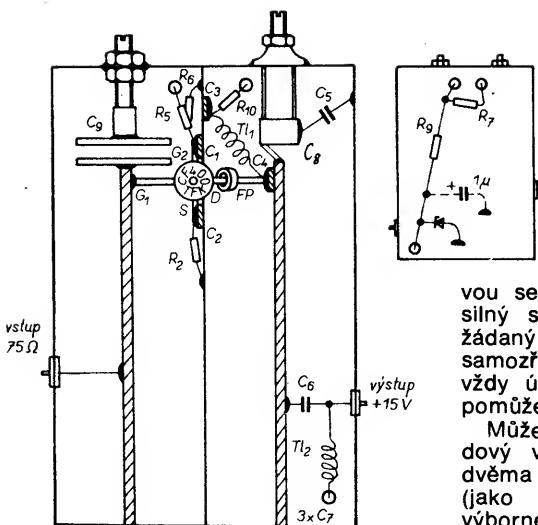


Obr. 91. Rozměry dutin pro tranzistor MESFE

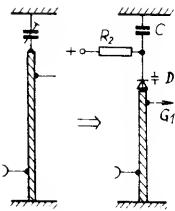
Tab. 14. Rozměry dutin pro tranzistory MESFE

	S3030 K28	CF300 K21	CF300B K21	CF300B K35
$a$	43	50	55	38
$b$	41	50	49	38
$c$	19	22	21	17,5
$D_1$	11	13	13	10
$D_2$	20	20	20	20
$d_1$	0,5	0,5	0,5	0,5
$d_2$	12	12	12	12

obr. 92. Zesilovač s CF300B na K21 dosahoval  $G = 23$  dB a  $F = 0,8$  až 1 dB. Vnitřní vodič byl zhotoven z pásku Cu  $14 \times 0,5$  mm. Ing. Kuncí realizoval stejný zesilovač, ale s rezonátory z trubky Cu o  $\varnothing 8$ , délky 50 mm a tranzistorem CF300. Parametry byly výborné —  $F = 0,6$  až 0,8 dB. U tranzistoru CF300B



Obr. 92. Zesilovač s  
MESFET ( $R_{10} = 10 \Omega$ ,  
ostatní součástky  
viz obr. 90)



Obr. 93. Náhrada kapacitního trimru varikapem

vou selektivitu, aby odladily vedlejší silný signál, aniž by se nezmenšil žádaný signál. Kanálový zesilovač samozřejmě takový problém nevyřeší vždy úplně, ale vždy více či méně pomůže.

Můžeme tedy říci, že např. čtyřobvodový varikapy laděný zesilovač se dvěma MOSFET je při velkém zisku (jako třístupňový širokopásmový), výborné linearitě a velmi dobré selektivitě předurčen použití v podmínkách nejtěžších, tj. v místě jednoho nebo několika vysílačů, v němž otočnou anténu zpracováváme několik slabých signálů z různých směrů, často rušených silnými vedlejšími signály. Jeho velké výkonové zesílení nevyžaduje při velmi dlouhém svodu použít podpůrný zesilovač, který by v tomto případě mohl být širokopásmový. Nevýhodou je nutnost přivést k zesilovači zvláštním jednožilovým kabelem napětí pro varikapy, které je navíc proměnné. I konstrukce zesilovače je pracnější než např. dvoustupňového širokopásmového zesilovače s odladovacem, především pro větší počet ladících prvků.

byla odbočka ve stejné dutině o něco niž, ovšem rozdíl v  $F$  byl velmi malý, protože je možné použít odbočku na  $G_1$  až na konci. Zesilovač měl  $F = 1,2$  dB/480 MHz. Pro K35 byl v o něco menší dutině použit tranzistor CF300. Zesilovač byl opět velmi kvalitní —  $G = 21$  dB a  $F = 1,3$  dB.

U žádného ze zesilovačů nebyly zjištěny známky nestability, byl však použit feritový toroid. Na rozdíl od zesilovačů s MOSFET se při nalaďení zesilovače na jiný kmitočet šumové číslo poměrně rychle zvětšuje (především směrem k vyšším kmitočtům) až asi na 2,5 dB (o 70 MHz výše). Při velkém poměru  $L/C_0$  se rychle zvětšuje šířka pásma a zmenšuje zisk. Vhodný poměr  $L/C_0$  je tedy u MESFET krátký a neznamění jej, použijme raději kratší rezonátor. Pro horní kanály UHF odvodíme rozměry dutin podobně jako u MOSFET na obr. 78. Lze očekávat, že velmi dobrých výsledků dosáhneme při použití zatlumeného rezonátoru  $\lambda/2$ . Použití vzduchových kondenzátorů na vstupu je samozřejmé.

## 10. Dálkově přeladitelné kanálové zesilovače

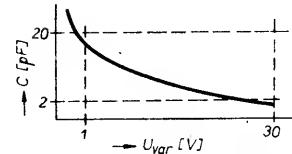
## **Použití dálkově přeladitelných kanálových zesilovačů**

Ve výhodně položených místech, kde lze zpracovat řadu signálů z několika směrů, jeví se jako velice výhodné použít jednu nebo několik výkonných širokopásmových antén na UHF s anténním rotátorem. Otočná anténa umožňuje vždy optimální nasměrování. V současné době, kdy je síť vysílačů značně hustá, není výhodnost zachytit na jednom kanálu několik cizích programů z různých směrů. Velmi často se vyskytuje případ, kdy je slabý signál rušen silným signálem na vedlejším kanále, někdy i ob dva kanály, jde-li o místní vysílač. Vyvýšená místa vhodná pro dálkový příjem totiž umožňují rovněž příjem okolních čs. vysílačů, jejichž silné signály jsou spíše pro dálkový příjem ke škodě než k užitku. Je-li slabý signál rušen silným vysílačem na vedlejším kanále, projevuje se to pronikáním silnějšího signálu do slabého a použití širokopásmového zesilovače vede téměř vždy ke zhoršení. V takových podmírkách a v podmírkách místního vysílače (nebo i několika) je použití širokopásmového zesilovače problematické, protože vyžaduje použití několik odladovačů. Navíc běžné konstrukce odladovačů nemají takové

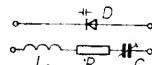
## 10.1 Rezonanční obvody laděné vari-kapou

Problematiku varikapů osvětlíme na rezonančních obvodech pro UHF, kde je budeme nejvíce používat. Rezonanční obvody pro UHF už známe a navíc zde vynikne většina jevů, na které je nutno brát zřetel při provozu varikapů.

Místo kapacitního trimru můžeme k ladění obvodu použít varikap (D) —



Obr. 94. Závislost kapacity na napětí u varikapu



Obr. 95. Náhradní schéma varikapu

kapacitní diodu, viz obr. 93. Kapacita varikapu je dána napětím v závěrném směru (při 0,5 až 28 V se mění zhruba od 20 pF do 2 pF, viz obr. 94). Zařazení varikapů do rezonančního obvodu je provázeno několika problémy:

- a) jakost  $Q$  obvodu se zmenší,
- b) rezonanční obvod musíme navrhnut tak, aby umožňoval proladění v požadovaném rozsahu,
- c) vždy používáme několik rezonančních obvodů vzájemně vázánych, které je nutno sladit do souběhu,
- d) musíme přivádět proměnné napětí 0,5 až 30 V.

Ad a) Z náhradního schématu varikapu, obr. 95, vidíme, že kapacitní dioda (jako každý kondenzátor!) zhoršuje jakost obvodu předeším vlivem ztrátového sériového odporu  $R_s$ , který je dán kvalitou materiálu a druhem pouzdra. Parazitní indukčnost  $L_s$  je dána hlavně délkou přívodů diody. Odpor  $R_s$  bývá 0,2 až 1,2  $\Omega$  a  $L_s = 2$  až 6 nH. Mezi amatéry koluje názor, že kvalita varikapů na UHF je tak špatná, že je prakticky nelze aplikovat. Jak dále uvidíme, situace není zdaleka tak špatná a výsledky jsou povzbudivé. Byla realizována triflovodová pásmová propust s velkým  $Q$  z kapacitně zkrácených rezonátorů  $\lambda/4$  ( $\varnothing 10$  mm,  $l = 100$  mm). Při ladění vzduchovými kondenzátory měla na 530 MHz průchozí útlum 0,7 dB. Při aplikaci varikapů se průchozí útlum zvětšil o 2 až 2,5 dB. Při použití varikapů v rezonančních obvodech, které jsou již zatlumeny navázáním tranzistorů MOSFET, je zvětšení ztrát minimální. Fakt, že připojením MOSFET na rezonátor se obvod zatlumí a dále, že MOSFET nevyžadují pro šumové přizpůsobení velké  $Q$  ( $\rightarrow R_{rez}$ ), ale spíše mírně zatluměný vstupní obvod, je příčinou toho, že zhoršení šumového čísla zesilovače, ve kterém zaměníme vzduchový kondenzátor za varikap, je 0,1 až 0,3 dB, přičemž 0,3 dB počítajme při středních kapacitách varikapu. Jakost varikapu se totiž zmenšuje s kmitočtem. Největší jakost mají varikapy

Pásma	a
IV	11
IV+V	8

Geometrie  
Průchodek  
umístěny a  
Varikapu p  
přehřátí. D  
pájíme  $C_{var}$   
2 mm) tak,  
byla mezen  
 $C_1$  a pot  
připájíme v  
že ho míří  
rezonátor  
při hřítmec  
me  $U_{var}$  v b  
(např. 0,5 V)  
poškozené  
velkém  $R_2$   
denzátor  
kapacitu.  
ně nastav  
známky  
víckem a  
Obě komo  
ným potenci  
díme na si  
obě dutin  
obraz. Po  
varikapech  
mit  $C_1$  větš  
postupova  
najednou  
nou změn  
vač na c  
každou du  
jeme voltr  
komory p  
obrazu p  
denzátoru  
velikosti r  
sladíme p  
UHF a p  
spodním  
kujeme. Po  
kapu je v  
konci malá  
govat po  
metodu p  
chodkový  
obr. 103

Obr. 103.

menším  $U_{var}$   
nižším k  
 $C_1$  na ho  
mečných  
nebude  
jednom z  
dodrželi  
odstranit  
s menší  
naladit r  
obráceně  
Do obo  
stavit i d  
vého zesi  
hradíme  
nách bu  
proti sob  
104) a ro



Obr. 97. Zjednodušené sladování obvodu

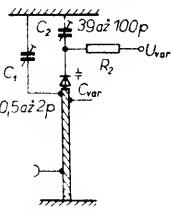
při  $U_{var} = 20$  až 25 V, kdy se při zařazení jednoho varikapu zmenší zisk o 1 dB a zhorší šum o 0,1 až 0,15 dB. Zatímco se na zmenšení zisku podílí každý varikap, na zhoršení  $Q$  se podílejí pouze varikapy ve vstupní dutině. Menší jakost obvodu při malém ladicím napětí má za následek, že zesilovač navržený pro použití v celém UHF bude mít na nejnižších kanálech IV. pásmu menší zisk než na nejvyšších kanálech V. TV pásmu, čili obráceně, než je obvyklé.

Ad c) Navážeme-li na sebe několik rezonančních obvodů laděných varikapu a osazených MOSFET, nebude jejich souběh při ladění všech varikapů jedním napětím dostatečný, a to z několika důvodů:

- jednotlivé varikapy mají různou kapacitu při stejném ladicím napětí (nestejný průběh  $C/U_{var}$ ),
- FET mají různou velkou vstupní a výstupní kapacitu, přičemž  $C_{vst} > C_{vyst}$ ,
- geometrické nepřesnosti mechanického provedení rezonančních obvodů způsobí, že elektrická délka rezonátoru nebude ve všech dutinách stejná,
- navázání ostatních prvků uvnitř i z vnějšku k obvodům je doprovázeno větším či menším impedančním nepřizpůsobením.

Abychom si sladění usnadnili, musíme co nejpečlivěji dodržet rozměry krambicky s připájenými rezonátory, protože např. nestejná délka rezonátorů nebo různé rozdíly dutin (různé  $Z_0$ ) způsobí rozdíl elektrických délek rezonátorů. Dalším velkým usnadněním práce jsou „párované“ varikapy. Při výrobě jsou varikapy vybírány do dvojic, trojic, čtveřic, atd. V konstrukčních návrzích je nutné používat takto vybíráné varikapy, protože jinak bez měřicích přístrojů nelze dobrého souběhu dosáhnout. Nakonec tedy zbývá vykompenzovat rozdíly mezi vstupními a výstupními kapacitami tranzistorů. Navázání odboček a vazebních smyček nemá totiž na rozladěnost tak velký vliv, dodržíme-li vzdálenost odboček podle návodu. Stejně jako při návrhu různých přizpůsobovacích obvodů, tak i při návrhu rezonančního obvodu s rezonátory  $\lambda/4$  kapacitně zkrácenými musíme počítat se vstupní a výstupní kapacitou tranzistoru. Tu musíme připočítat k ladící kapacitě  $C_{var}$  obvodu.

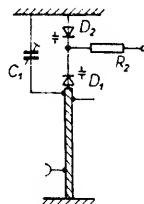
Jak již víme, vstupní kapacita MOS-FET je nejčastěji 2 až 2,5 pF a výstupní 1 až 1,5 pF. To znamená, že rozdíly mezi jednotlivými tranzistory a mezi  $C_{vst}$  a  $C_{vyst}$  se budou uplatňovat při  $C_{var} = 2$  pF, tedy na nejvyšších kanálech UHF. Proto na horním konci UHF sladíme obvody paralelními (k  $C_{var}$ ) kondenzátory  $C_1$ , obr. 96. Na 470 MHz je vliv  $C_1$  minimální, zanedbatelný. Aby obvody byly sladěny dostatečně, mu-



Obr. 96. Základní princip sladování obvodu s varikapou

síme je sladit i na dolním konci UHF. K tomu využijeme kondenzátoru  $C_2$ , jež ho přítomnost je beztak nutná kvůli  $U_{var}$ . Kapacita  $C_2$  je několik desítek pF a protože je k varikapu přiřazena do série, bude se její vliv uplatňovat hlavně při  $C_{var} = 15$  až 20 pF, tedy na dolním konci UHF. Takto tedy paralelní  $C_1$  a sériový  $C_2$  budeme sladovat druhou, třetí, popř. čtvrtou dutinu vůči první. Postup budeme vždy nejméně dvakrát opakovat, až si budeme jistí, že sladění je na obou koncích pásmu dostatečné. Tento způsob sladování je velmi přesný, ale také pracný, protože s počtem dutin se zvětšuje dvojnásobně počet dodačovacích prvků. V jednoduchých případech, např. požadujeme-li proladit jen část pásmu UHF a u jednostupňových zesilovačů můžeme použít zjednodušené zapojení, viz obr. 97, sladíme pak pouze  $C_1$  a  $C_2$  je pevný kondenzátor. Ovšem vyneschání  $C_1$  nelze doporučit!

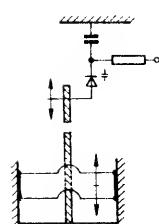
Praxe ukázala, že ve většině případu postačuje jednodušší metoda nastavení. Metoda využívá poznatku, že aplikace dvou varikapů zapojených proti sobě (odpadne  $C_2$ ) velmi příznivě ovlivňuje souběh kapacitních diod, obr. 98. Dutiny sladíme pak pouze pomo-



Obr. 98. Ladění rezonančního obvodu dvěma varikapou

cí  $C_1$  na horním konci UHF, abychom hlavně kompenzovali rozdílné kapacity tranzistorů. Varikapu mají nyní poloviční kapacitu, dosáhneme většího pásmu proladění zesilovače, což umožní částečně vyloučit oblast, v níž mají varikapy nejhorší  $Q$ . Ovšem výhoda polovičního počtu dodačovacích prvků je vykoupena dvojnásobným počtem varikapů, což se odrazí v ceně, v dalším zhoršení  $Q$  a z toho vyplývá i větší šum a menší zisk, protože, jak jsem již uvedl, šumové číslo se zvětšuje min. o 0,1 dB ( $U_{var} = 25$  V) na jeden varikap ve vstupní dutině a zisk se zmenšuje zhruba o 1 dB na jeden varikap, nejméně o 1,5 dB na dvojici varikapů (při  $U_{var} = 3$  V). Zmenšením zisku je jev téměř nepodstatný, protože i čtyřobodový zesilovač (2x MOSFET) se čtyřmi dvojicemi varikapů dosahuje na 750 MHz běžně zisku 30 dB. Ale pozor, tato metoda není vždy tak přesná jako předchozí, v nepříznivém případě se může stát, že sladění na dolním konci UHF nebude optimální, což se odrazí v dalším zmenšení zisku a zvětšení šumu na nejnižších kanálech.

Uvedené dva způsoby nastavení zesilovače lze považovat za základní a také



Obr. 99. Odstranění rozdílu kapacit varikapů

nejjednodušší. Existují ještě sladování, které dovolují použít paralelní varikapu. Rozdílnost kapacit  $C_{var}$  lze odstranit tím, že k varikapu přiřazena do série, bude se její vliv uplatňovat hlavně při  $C_{var} = 15$  až 20 pF, tedy na dolním konci UHF. Takto tedy paralelní  $C_1$  a sériový  $C_2$  budeme sladovat druhou, třetí, popř. čtvrtou dutinu vůči první. Postup budeme vždy nejméně dvakrát opakovat, až si budeme jistí, že sladění je na obou koncích pásmu dostatečné. Tento způsob sladování je velmi přesný, ale také pracný, protože s počtem dutin se zvětšuje dvojnásobně počet dodačovacích prvků. V jednoduchých případech, např. požadujeme-li proladit jen část pásmu UHF a u jednostupňových zesilovačů můžeme použít zjednodušené zapojení, viz obr. 97, sladíme pak pouze  $C_1$  a  $C_2$  je pevný kondenzátor. Ovšem vyneschání  $C_1$  nelze doporučit!

„posouvání“ ladících napětí výměnou trimry. Její použití se sladování dutin na dolním konci, kde je změna kapacity to tehdys používáme až do konci. Po varikapech lze použít paralelní  $C_1$  a zjistit, že dolní konci UHF není. Posuv napětí se na horní konci pásmu projeví velmi málo, i je průběh kapacity pozvolný a sladování ještě můžeme nazvat, že se najdou amatérů, kteří nesladují a ladí na dálku i dutiny každou zvlášť. Méně zhotovování zesilovače je případě vykoupeno pracným výměnou a svazkem drátů, když běžně se svodem veden k zesilovači.

Jaké varikapy použijeme? varikapu. Práce s varikapou

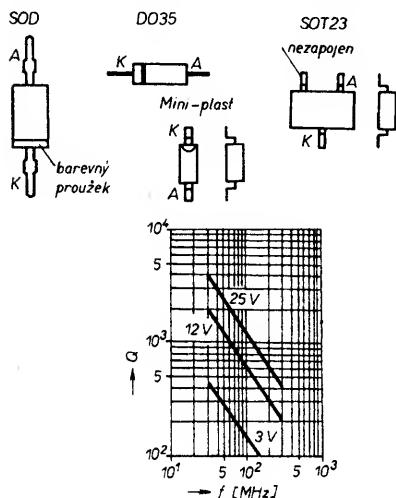
Důležitými parametry varikapu je  $U_{var}$  jsou při návrhu re obvodu jejich minimální a celkový rozsah kapacity. rozsah  $C_{var} = 2$  až 18 pF, t vlivem přidavných kapacit významných na rezonanční především o MOSFET) se t změní napětí, na  $C_{var} = 4$  až pouze 1:5. S tímto jevem počítat, zvláště požadujeme ladění po celém pásmu UHF.

V tab. 15 jsou varikapu a jejich parametry vyplývají, že rozdíly v parametrech jsou malé. Mezi parametry poskytuje, kterou výrobci zřídka když, tak pouze pro varikapu. Pro ilustraci uvedeme příklad kmitočtu v závislosti na  $U_{var}$  Siemens BB409,  $C_{var} = 4,5$  pF,  $U_{var} = 1$  až 28 V (obr. 100).

Z našich varikapů má dobře řada 205, především KB205B, které vynikají malými parametry, což neplatí pro KB205G. Větší rozdíly mezi varikapu KB205G a 105G nás dek, že někdy jsou typy G a B a obráceně. „Párované“ vyskytují hojně varikapu hlavně typu G. Budeme-li s čtveřicemi, pak nejdostupnější varikapu 4-KB105G. Většina v tomto čísle AR byla la-

Tab. 15. Přehled parametrů varikapů pro pásmo UHF

Typ	Výrobce	$U_{var}$ [V] / $C_1$ [pF]	$U_{var}$ [V] / $C_2$ [pF]	$C_2/C_1$	$U_{max}$ [V]	$r_s$ [ $\Omega$ ]	$L_s$ [nH]	Pouzdro
BB405B	P	28/1,8 až 2,2	1/13,5 až 16,5	7,5	30	0,75		
BB505B	S	28/1,85 až 2,25	1/17,5	7,7	30	0,7	3	Do/35
BB505G	S	28/1,8 až 2,4	1/17,5	7,2	30	1,0	3	
BB515B	S	28/1,85 až 2,25	1/17,7	7,8	30	0,55	2,5	
BB515G	S	28/1,8 až 2,4	1/17,7	7,3	30	1,0	2,5	miniplast
BB801	S	28/1,0	1/9	9	30	1,0		SOT 23
KB105A	T	25/2,35 až 2,8	1/17	6	30	0,8		
KB105B	T	25/2,0 až 2,3	1/17,5	7,6	30	0,8		
KB105G	T	25/1,8 až 2,8	1/17,5	6,2	30	1,2		
KB205A	T	25/2,0 až 2,5	1/17	6,8	30	0,6		
KB205B	T	25/1,9 až 2,2	1/17	7,7	30	0,7	3	SOD 23
KB205G	T	25/1,8 až 2,8	1/17	6	30	0,9		
3-KB105A,B		— trojice s odchylkou kapacity max. 3 % v rozsahu $U = 0,5$ až 28 V						
3-KB105G		— trojice s odchylkou kapacity max. 6 % v rozsahu $U = 0,5$ až 28 V						
3-KB205A,B,G		— trojice s odchylkou kapacity max. 3 % v rozsahu $U = 0,5$ až 28 V						
4-KB105A,B,G		— čtverice s odchylkou kapacity max. 3 % v rozsahu $U = 0,5$ až 28 V						



Obr. 100. Závislost jakosti  $Q$  na  $U_{var}$  a kmitočtu pro BB405B

varikapu KB105G. Rozdíl v šumovém čísle při aplikaci varikapů 205B a 105G byl prakticky neměřitelný. Kvalita našich varikapů je velmi dobrá a je zbytečné shánět ekvivalentní zahraniční typy.

A na závěr ještě něco o práci s varikapami. Kapacitní diody jsou velmi chouloustivé na přehřátí — několikrát pájené varikapu mají horší parametry. Vývody varikapů zkracujeme max. asi na 2 mm. Doporučujeme, aby čtenáři, kteří hodlají zhotovit zesilovač s varikapami, dodržovali postup pájení a rozmištění součástek podle návodu.

#### Praktická realizace dálkově přeladitelných zesilovačů

U každého zesilovače je k dispozici elektrické schéma, rozmištění součástek v krabičce a postup při sladování. Při konstrukci všech zesilovačů je třeba dodržovat několik zásad:

- dodržujme rozměry krabiček, rozmištění součástek a doporučený postup pájení a stejně zásady jako u kanálových zesilovačů naladěných pevně;
- rezistory  $R_2$ , přes něž jsou napájeny varikapu, by neměly mít příliš velký odpor ani vzájemné rozdíly;
- před oživováním zkontrolujeme, zda nebyly zapájené varikapu poškozeny (zvětší se několikanásobně odběr proudu, což vyvolá větší úbytek napětí na  $R_2$ ). Kvalitu varikapů lze kontrolovat např. tak, že na všechny varikapu přivedeme napětí 28 až 30 V a toto napětí by mělo být v bodě spájení  $R_2$ ,  $C_2$ ,  $D$  vždy stejné;

— před sladováním zjistíme míru rozdělení či sladění tak, že budeme ladit každou dutinu zvláštním potenciometrem. Po optimálním naladění zesilovače na jednom konci UHF (a pak na druhém) změříme voltměrem  $U_{var}$  v každé dutině. Tím zjistíme rozdíly, které je třeba sladováním odstranit;

— při správně nastavených pracovních bodech proladíme zesilovač po celém pásmu UHF a zjistíme, je-li stabilní. Při zjištění nestability postupujeme podle článku Oživení a nastavení zesilovače;

— je-li po této stránce zesilovač v pořádku, dočasně, ale dostatečně jej „zavíkujeme“ a přistoupíme ke sladování, jehož postup je u každého zesilovače uveden;

— při sladování vždy používáme sadu útlumových článků, které vřazujeme před, ale i za zesilovač. Bez útlumových článků lze zesilovač sladit velmi těžko;

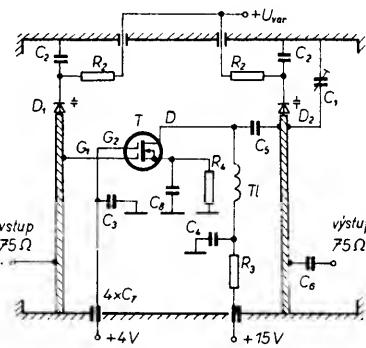
— uvědomíme si, že šum zesilovače je dán především naladěním první dutiny. Proto vždy budeme sladovat druhou, třetí, popř. čtvrtou dutinu vůči první! Sladujeme nejprve na nejvyšších kmitočtech;

— doporučený postup sladování bude me nejméně dvakrát opakovat, protože se jednotlivé obvody při sladování ovlivňují;

— doporučujeme, aby si každý vyzkoušel opakováně naladit první a druhou dutinu (každou zvlášť) na oba konce UHF na nejlepší obraz a z rozptýlu napětí  $U_{var}$  usoudil, jaká míra rozdělení se projeví zhoršenou kvalitou obrazu. Sladění můžeme posoudit i dosaženou selektivitou, zvláště ladíme-li zesilovač na slabý signál, sousedící s kanálem, na němž vysílá silný vysílač.

#### 10.2 Jednostupňové zesilovače s varikapami

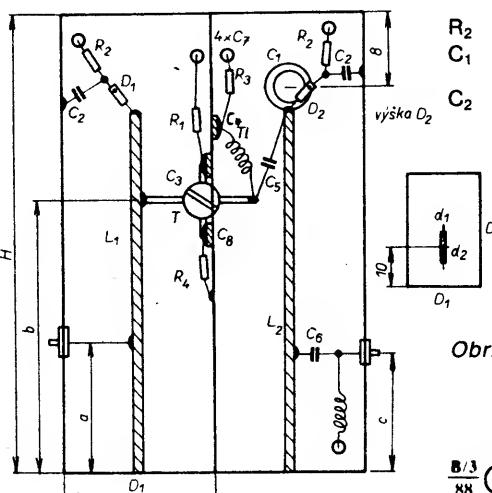
Při návrhu rezonančního obvodu laděného varikapu vycházíme z toho, že na vstupní obvod je navázána větší kapacita MOSFET než na výstupní. Proto ve vstupní dutině můžeme vynechat dolaďovací kondenzátor  $C_1$ . Výstupní dutinu (druhou, popř. třetí) budeme pak dolaďovat vůči první. Elektrické schéma je na obr. 101. Konstrukce



Obr. 101. Přeladitelný kanálový zesilovač s varikapami — typ 1

plechové krabičky je stejná jako u „klasických“ zesilovačů. Platí tedy i stejně zásady pro pájení součástek a nastavení pracovního bodu. Odlišné je pouze rozmištění součástek na volném konci rezonátorů, obr. 102. Součástky pro nastavení pracovního bodu tranzistoru jsou stejné jako na obr. 81. Ostatní součástky:

- $D_1, D_2$  — dvojice varikapů, např. 2-KB205B,
- $R_2$  — 47 k $\Omega$ ,
- $C_1$  — skleněný trimr 0,5 až 4,5 pF,
- $C_2$  — 68 pF.

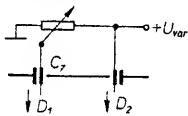


Obr. 102. Vnitřní uspořádání a základní rozměry

Tab. 16. Rozměry zesilovače z obr. 102

Pásma	a	b	c	d <sub>1</sub>	d <sub>2</sub>	L <sub>1,2</sub>	D <sub>1</sub>	D <sub>2</sub>	H
IV	11	25	8,5	0,5	12	34	20	25	45
IV+V	8,5	19	6	0,5	12	25	20	25	36

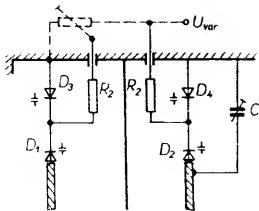
Geometrické rozměry jsou v tab. 16. Průchodkové kondenzátory  $C_1$  jsou umístěny asi 3 mm od stěn krabičky. Varikapu pájíme opatrně s ohledem na přehřátí. Doporučují tento postup: připájíme  $C_2$  ke stěně krabičky (vývody 2 mm) tak, aby mezi ním a rezonátorem byla mezera pro varikapu. Připájíme  $R_2$  k  $C_1$ , a poté  $R_2$ ,  $C_2$  a varikapu. Nakonec připájíme varikapu k rezonátoru a to tak, že ho mírně od rezonátoru odehneme, rezonátor prohřejeme a do kapky cínu přihneme nožku varikapu. Zkontrolujeme  $U_{var}$  v bodě  $R_2$ ,  $C_2$ , D. Větší odchylka (např. 0,5 V při  $U_{var} = 28$  V) svědčí o poškozeném varikapu nebo o příliš velkém  $R_2$  (velký úbytek napětí). Kondenzátor  $C_1$  nastavíme na minimální kapacitu. Jsou-li pracovní body správně nastaveny a nejeví-li zesilovač známky nestability, zakryjeme jej víčkem a přistoupíme ke sladování. Obě komory budeme ladit samostatným potenciometrem. Televizor naladíme na signál co nejvyššího kmitočtu a obě dutiny naladíme na co nejlepší obraz. Poté změříme napětí na obou varikapech a z rozdílu usoudíme, má-li mít  $C_1$  větší či menší kapacitu. Můžeme postupovat i tak, že ladíme obě dutiny najednou na nejlepší obraz se současnou změnou  $C_1$ . Dále přeladíme zesilovač na co nejnižší kanál UHF a to každou dutinu samostatně. Zkontrolujeme voltmetrem napětí na diodách. Do komory s menším  $U_{var}$  při optimálním obrazu připájíme paralelně k  $C_2$  kondenzátoru o kapacitě 12 až 39 pF podle velikosti rozdílu napětí. Zesilovač opět sladíme pomocí  $C_1$  na horním konci UHF a pak zkонтrolujeme na konci spodním. Tento postup několikrát opakujeme. Při použití „párových“ varikap je většinou odchylka na dolním konci malá; bude-li větší (nejde dokorovat pomocí  $C_2$ ), je nutno použít metodu posouvání napětí. Před průchodkový kondenzátor zařadíme podle obr. 103 odporový trimr (dutina s



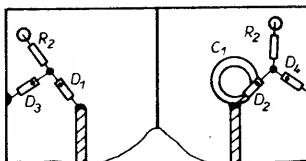
Obr. 103. „Posouvání“ ladících napětí odporovým trimrem

menším  $U_{var}$ ) a sladíme na co nejnižší kmitočtu s opětnou korekcí  $C_1$  na horním konci pásma. Ve výjimečných případech se může stát, že nebude možné zesilovač naladit na jednom z okrajů pásma. Pokud jsme dodrželi rozměry dutin, pak lze jev odstranit výměnou  $C_2$  za kondenzátory s menší kapacitou, nelze-li zesilovač naladit na horní konec pásma, a obráceně.

Do obdobné krabičky můžeme postavit i druhou variantu jednostupňového zesilovače. Kondenzátory  $C_2$  nahradíme varikapou, čímž v obou dutinách budou zapojeny dva varikapu proti sobě. Elektrické schéma (obr. 104) a rozmištění součástek omezíme



Obr. 104. Přeladitelný kanálový zesilovač s varikapou — typ 2



Obr. 105. Uspořádání varikapů u zesilovače typu 2

Tab. 17. Rozměry zesilovače z obr. 105 a 109

Pásma	a	b	c	d <sub>1</sub>	d <sub>2</sub>	L	H
IV	13,5	31	10	0,5	12	42	52
IV+V	11,5	26	8,5	0,5	12	34	44

na odlišnou část (obr. 105). Upozorňuji, že varikapu  $D_1$  a  $D_2$  jsou párovány, stejně jako  $D_3$  a  $D_4$ . Můžeme samozřejmě použít „párovou“ čtverici. Ovšem nesmíme uspořádat varikapu tak, aby  $D_1$  a  $D_3$  tvořily jednu dvojici a  $D_2$ ,  $D_4$  druhou!

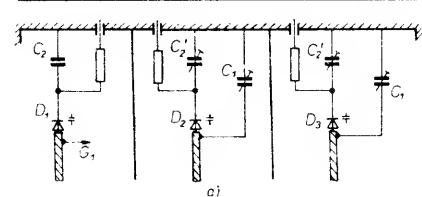
Rozměry zesilovače jsou v tab. 17.

O výhodě dvou varikapů zapojených proti sobě již byla zmínka. Zesilovač má o něco větší šířku pásma přeladitelnosti. Menší výsledná kapacita umožňuje použít delší rezonátory. Sladíme stejným způsobem, tj. na horním konci pásma pomocí  $C_1$ . Zjistíme-li rozladení i na spodním konci pásma, sladíme dutiny korekci napětí  $U_{var}$  podle obr. 103. Zcela ojediněle může nastat případ, kdy bude vstupní kapacita tranzistoru stejná nebo dokonce menší než vstupní. V tomto případě musíme do vstupní dutiny připájet paralelně (jako  $C_1$ ) kondenzátor přibližně 0,5 pF (a to budou dva kondenzátory 1 pF v sérii, nebo 25 milimetrů miniaturní dvojlinky).

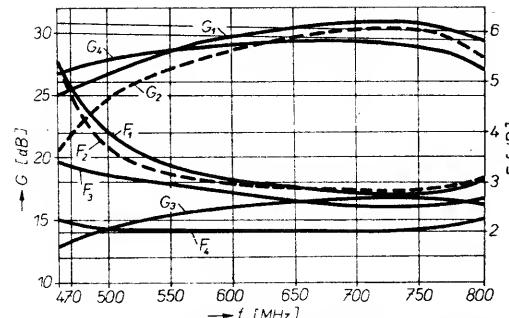
Vyžadujeme-li větší selektivitu, můžeme do tří dutin o rozměrech podle tab. 18 realizovat zesilovač, v němž kondenzátor  $C_2$  doplníme ve druhé a třetí dutině kapacitním trimrem  $C_2'$ , což umožní pohodlnější sladování. Rozmístění součástek na konci rezonátorů je zřejmě z obr. 106. Kondenzátor  $C_2$  v první dutině má kapacitu 39 pF. Stejný

Tab. 18. Rozměry zesilovače z obr. 106, 108 a 111

Pásma	a	b	c	d <sub>1</sub>	d <sub>2</sub>	L	H
IV	11	25	8,5	0,5	12	34	48
IV+V	8,5	19	6	0,5	12	25	39



Obr. 106. Zesilovač typu 1 se zvětšenou selektivitou



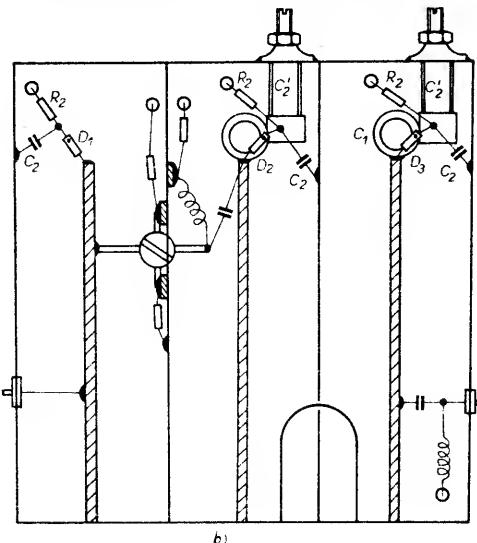
Obr. 107. Parametry varikapu laděných zesilovačů; 1 — zesilovač z obr. 108, 2 — z obr. 109, 3 — z obr. 102, 4 — z obr. 111)

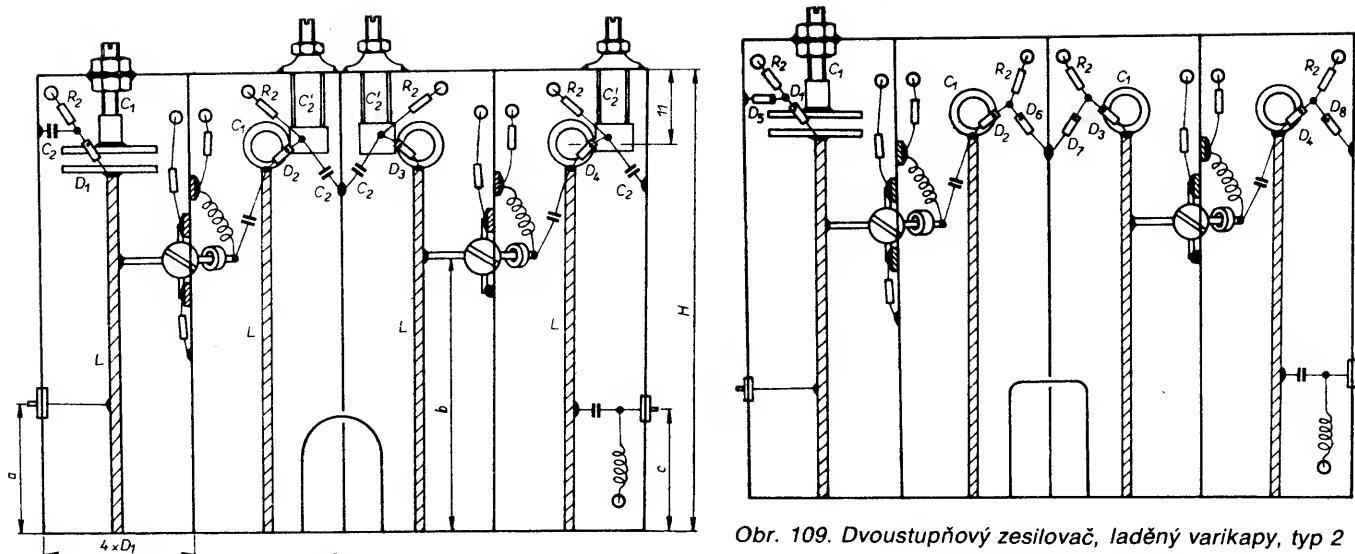
kondenzátor připájíme i k trimrům do zbylých dutin. Jejich kapacitu však bude při sladování nutno měnit. Sladujeme opět známým způsobem, včetně korekce  $U_{var}$ . Opět zdůrazňuji, že zesilovač sladujeme za použití útlumových článků a sladování na horním a spodním okraji pásma několikrát opakujeme. Varikapy  $D_1$ ,  $D_2$ ,  $D_3$  tvoří „párovou“ trojici. Selektivitu zesilovače můžeme ovlivňovat vazební smyčkou (str. 105). Umístění dolaďovacích trimrů je na obr. 108 spolu s polohou rezonátorů v dutině, která je u všech zesilovačů stejná.

Na obr. 107 jsou parametry jednostupňového zesilovače, se zvyšujícím se kmitočtem se parametry zlepšují. Zhoršení na spodním okraji pásma je způsobeno jednak menší jakostí  $Q$  varikapů, ale také tím, že rezonanční obvod musí být navržen v závislosti na nejmenší kapacitě varikapů, což vyhovuje optimálnímu přizpůsobení na nejvyšších kmitočtech. Vstupní impedančce tranzistoru je nepřímo úměrná kmitočtu, což jinými slovy řečeno znamená změnu odbočky na  $G_1$  při různém kmitočtu. Snadno si domyslíme, jak by měl vypadat rezonanční obvod na nejnižších kmitočtech UHF (obr. 78). Proto si pamatujme, že nepožadujeme-li proladění celého pásma UHF, navrhnuji rezonanční obvod tak, abychom využívali oblasti, v níž mají varikapy největší jakost a v níž dosáhneme příznivého poměru indukčnosti rezonátoru/kapacita varikapu.

### 10.3 Dvoustupňové varikapu laděné zesilovače

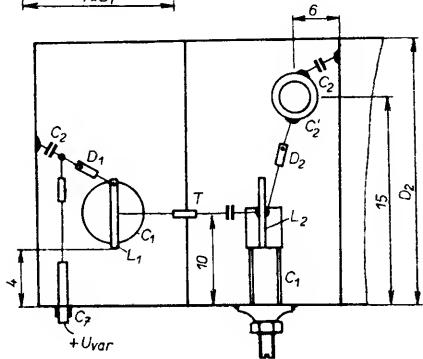
Jsou uvedeny dva druhy dvoustupňových zesilovačů. První typ je odvozen





Obr. 108. Dvoustupňový zesilovač, laděný varikapy, typ 1

Obr. 109. Dvoustupňový zesilovač, laděný varikapy, typ 2



od předchozího tříobvodového zesilovače a je laděn čtverčicí varikapů. Elektrické schéma je tedy odvozené. Liší se pouze v tom, že sladovací kondenzátor  $C_1$  je ve všech dutinách, protože nelze určit, jak se liší vstupní kapacita obou MOSFET. Rozmístění součástek je na obr. 108 a rozměry v tab. 18. Tento typ zesilovače vyniká dobrou selektivitou, proto je třeba sladování věnovat značnou pozornost. Sladování kondenzátory  $C_1$ ,  $C_2$ ,  $C'_2$ , popř. změnou  $U_{var}$  lze však pokládat za postačující. V praxi se tento zesilovač osvědčil a lze ho pokládat za kvalitativní maximum dosažitelné v amatérských podmírkách (v rámci dálkově laditelných zesilovačů). Při oživování musíme mít jistotu, že je zesilovač naprostě stabilní. Řídíme se pokyny, které jsou uvedeny v kapitole o „klasických“ dvoustupňových zesilovačích. Zesilovač sladujeme s připojeným výčtem. Použití útlumových článků je nevyhnutelné. Na počátku sladování nejprve o 2 až 3 závity zašroubujeme trimry  $C_1$  v 1. a 3. dutině. Dále sladujeme oba konce pásma již známým způsobem. Bude-li v průběhu sladování zřejmé, který tranzistor má menší  $C_{var}$ , pak „jeho“ trim  $C_1$  úplně vyšroubujeme a opět zesilovač sladíme. Příliš velká kapacita  $C_1$  totiž zmenšuje šířku pásma, ve kterém lze zesilovač proladit. Rozladení dutin se projeví především zmenšením zisku a selektivity. Druhá a čtvrtá dutina ladí velice ostře, kdežto dutina třetí ladí naopak „mělce“. Selektivitu můžeme dále zvětšit použitím vazební smyčky s velmi volnou vazbou. Mírná ztráta výkonu není na závadu, protože zesilovač dosahuje na konci pásma UHF běžně zisku až 30 dB. Přítomnost kondenzátoru  $C_1$  i v první dutině si žádá zmenšit jeho ztráty na minimum, proto je v tomto zesilovači ve vstupní dutině použit kondenzátor vzduchový.

Druhý typ zesilovače je laděn dvěma čtverčicemi varikapů (diody  $D_1$  až  $D_4$  a  $D_5$  až  $D_6$ ). Nejsou použity kondenzátory  $C_2$  a  $C'_2$ . Sladuje se tedy změnou  $C_1$  na horním konci pásma (ve vstupní dutině opět vzduchovým) a korekcí  $U_{var}$  na dolním konci pásma. Lze použít i metodu změny elektrické délky rezonátoru (obr. 99). Elektrické schéma je stejné jako na obr. 104. Rozmístění součástek je na obr. 109, rozměry v tab. 17. V průměru dosahuje tento zesilovač o něco menší selektivitu než předchozí typ. Ostatní parametry jsou téměř shodné, obr. 107. Zmenšení zisku vlivem ztrát v kondenzátořích je u obou zesilovačů téměř stejné (u prvního typu kondenzátoru  $C_2$ , u druhého čtverice varikapů). Mírně lepší poměr indukčnosti a kapacity a větší rozsah proladění se odraží u druhého typu v plošším průběhu šumového čísla.

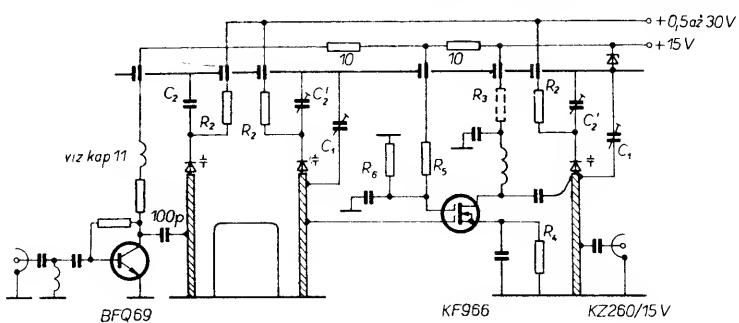
U všech výše uvedených a popsaných typů dálkově laditelných zesilovačů jsou odbočky na rezonátorech voleny pro optimální šumové přizpůsobení na konci pásma UHF. Zesilovače byly zkoušeny v podmírkách, kdy bylo zapotřebí nejlepších parametrů na kanálech 55, 59 a 58. Chceme-li zlepšit parametry na začátku pásma UHF, lze odbočky pro připojení  $G_1$  MOSFET posunout výše, popř. zcela na konec rezonátoru. Podle zásad v kapitole o rezonančních obvodech mohou zájemci navrhnut i jiný rezonanční obvod, podle toho, jak široké pásma a jaký nejvyšší kmitočet požadují, protože ne vždy požadujeme proladění celého

pásma UHF. Zesilovače mají velmi dobrou lineáritu.

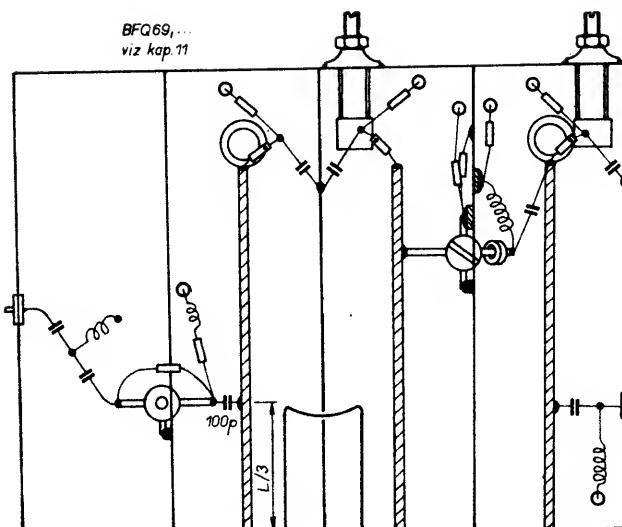
#### 10.4 Varikapy laděné zesilovače se širokopásmovým vstupem

Umístíme-li na vstup dálkově laděného zesilovače jednostupňový zesilovač s bipolárním tranzistorem zapojeným s širokopásmovým vstupem, dostaneme plošší průběh šumového čísla, protože to se zlepší především na začátku pásma UHF. Výstup prvního stupně budeme realizovat již jako laděný a to vzhledem k selektivitě. Druhý stupeň je osazen tranzistorem MOSFE se známým zapojením. Elektrické schéma celého zesilovače je na obr. 110. Rozmístění součástek je na obr. 111 a rozměry jsou v tab. 18. Ve druhé dutině je sériový kondenzátor pevný a ve třetí dutině nemusí být paralelní kondenzátor k  $C_1$ . Postup sladování souběhu je obdobný s tím rozdílem, že budeme dodařovat druhou a čtvrtou dutinu vůči třetí. Tento zesilovač má tedy příznivější průběh šumového čísla a méně se zmenšuje zisk na spodním konci proladovaného pásma. Na horním konci pásma je šumové číslo nepatrně lepší než u předchozích dvoustupňových zesilovačů a zisk o něco menší. Je zřejmé, že selektivita bude poněkud horší. V blízkosti silného vysílače je vhodné do první dutiny umístit jednostupňový odládovač s menším útlumem, ale větší selektivitou. V extrémním případě použijeme několika-komorový odládovač.

Kromě součástek uvedených v textu pod obrázkem jsou ostatní součástky shodné s předchozími zesilovači. Jako vstupní tranzistor je nejlépe použít BFQ69, BFG65 nebo BFT66. Pracovní

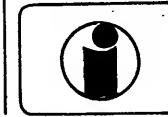


Obr. 110. Elektrické schéma varikapového řízení dálkově laděného zesilovače se širokopásmovým vstupem



Obr. 111. Vnitřní uspořádání součástek zesilovače z obr. 110

## INZERCE



Inzerci přijímá osobně a poštou Vydavatelství Naše vojsko, inzerční oddělení (inzerce ARB), Vladislavova 26, 113 66 Praha 1, tel. 26 06 51-9, linka 294. Uzávěrka tohoto čísla byla dne 14. 3. 1988, do kdy jsme museli obdržet úhradu za inzerát. Neopomeňte uvést prodejní cenu, jinak inzerát neuveřejníme. Text inzerátu příštečitelně, aby se předešlo chybám vznikajícím z nečitelnosti předloh.

## PRODEJ

**Antennní zesilovač IV.-V. pásmo, 24 dB s napáječem 12 V (500), tranzistory BFR91 (70). M. Kleiner, Mládežnická 841, 272 04 Kladno.**

**Commodore C64 3 měs. starý (7000), popř. vyměněn za Sharp 821 (811), nepouž. elky LS50 (45): L. Hlavá, Fučíkova 305, 513 01 Semily.**

**Časopis Elrad, kompl. roč. 1987 (660). J. Kapitán, Národní brány 6, 160 00 Praha 6, tel. 32 97 391 večer.**

**BFT66 (150). M. Schmidt, P. Jilemnického 448, 503 01 Plotiště n. l.**

**MHB8255A (á 100), 11 ks, nové. J. Kosík, Ukrajinská 1439, 708 00 Ostrava.**

**Počítač Atari 800XL, 64 kB RAM, Atari recorder + urychlovač nahrávání (Turbo 2000), joystick, český návod, kazeta her (7900). V. Moc, Lidická 19, 150 00 Praha 5.**

**Konvertor OIRT/CCIR (500), vrat radio-mgf Diamant (300), programy Commodore plus/4, C16. L. Viliček, Umělecká 11, 170 00 Praha 7.**

**7106 + LCD, BFR90, 91, 96, TL081, 82, 84, LM324, BF245, atd. (380 + 200, 70, 75, 80, 48, 55, 65, 40, 25). E. Kubošová, Cíchovského 26, 851 01 Bratislava.**

**Nové DRAM 41256-15 (400), použité 4116 (50), SRAM 1902C (60) — 3x, 2114 (70) — 2x. J. Vrbka, Senec 13, 270 36 Lubná.**

**Ant. zes. IV.-V. s MOSFET BFT66, BFR90 23/1,8 dB (450), předzes. VKV — CCIR, s BF961 G > 20 dB/2 dB (350). I. Bartl, VÚ 4425, PS 7/K, 383 01 Prachatic.**

**Antennní zes. I.-V. pásmo, IV.-V. pásmo osaz. 2x BFR90, G = 24 dB, F = 2,5 dB, 75/75 Ω (490), VKV — OIRT, CCIR osaz. BFR90, G = 20 dB, F = 2,5 dB, 75/75 Ω (290). Milan Votýpka, Na skalce 27, 150 00 Praha 5.**

**Sovětský osciloskop C1-90 do 10 MHz, nový (3000). M. Strnad, Jablonecká 420/66, 190 00 Praha 9.**

**Ampérmetr 0-5 A, 0-50 A, 0-100 A, voltmetr 0-250 V, 0-400 V, vše ø 11 cm (á 100). L. Zelenka, Sportovců 922, 253 01 Hostivice.**

**AY-3-8500, ICL7106, Z80A, 4106 a modul s ICL7106 (420, 480, 320, 100, 950). Vyměnění ZX Spektrum za Sord M5 alebo predám a kúpím. Ing. M. Ondráš, Bajkalská 11, 040 12 Košice.**

**IO ICL7106, 27128, 27256 (650, 650, 700), BFR90, 91 (75) nebo vyměnění. Nabídnete. K. Houška, Leninova 80, 160 00 Praha 6.**

**Magnet. hlava TS1000 Grundig (2500). V. Kopecký, U starého nádraží 890, 251 61 Praha 10.**

**Světelné pero k ZX Spectrum včetně software (400), zhotovím na zakázku, příp. i další technické a programové doplňky. Žádost o podrobné informace zasílejte výhradně na korespondenční lístku — slouží jako kartotéka. Povolen NV. V. Bureš, Fučíkova 13, 301 25 Plzeň.**

**ZX-81, 16 kB RAM, český manuál, kazetu s programy (1700). Pavel Holeček, Družstevní 647, 552 01 Česká Skalice.**

**IO CA3182E (100), CA3161E (50), tranzistory 2N2907 (10). J. Tichý, ČSA 202, 691 41 Břeclav.**

**Nové výbojky pro blesk, stroboskop a jiné zábleskové efekty typ IFK120 (á 90). A. Chládková, Beloňajisova 2, 787 01 Sumperk.**

**Osciloskop H313, nový (1700), český návod k obsluze, seř., opr. vč. schémat (40), novou osc. obr. 8L041 (200). Ing. M. Němčík, Šachetní 7, 710 00 Ostrava 2.**

**Počítač Sord M5 s příslušenstvem: BASIC F, G + 32KB + joy + dokumentácia + programy (12 000). G. Balogh, Česká 46, 040 01 Košice.**

**Paměti DRAM 4164 — 150 7. bit (100), 7106 (500), 27128 (27256 (600, 800), antenní rotátor zabudovaný do patky stožáru (1200). O. Gassler, Kynětická 12A, 530 09 Pardubice.**

**Elektronky nové UY1N, EF22, EF86, ECC85, EL84, EL82 a další (9-38), levně bloky a součástky do btp Elektronika C401 (5-280). Množství dalších radioamatérských součástek a dílů. Úplný seznam proti známkám. M. Lorek, Kárníkova 556, 500 11 Hradec Králové.**

**8271 (1400), IFK120 (60), koupím 8088 (8086). 3212.**

Tab. 19. Rozměry zesilovače s MESFET laděněho podle obr. 102

Pásmo	a	b	c	$d_1$	$d_2$	L	H	$D_1$	$D_2$
IV	18,5	42	10	1	12	42	52	20	25
IV+V	15,5	34	8,5	1	12	34	44	20	25

Tab. 20. Rozměry zesilovače s MESFET laděněho podle obr. 104

Pásmo	a	b	c	$d_1$	$d_2$	L	H
IV	20,5	46	11	1	12	46	56
IV+V	17,5	38	9,5	1	12	38	48

Tab. 21. Rozměry zesilovače s MESFET laděněho podle obr. 108

Pásmo	$a_1$	$b_1$	$a_2$	$b_2$	c	$L_{1,2}$	H
IV	15	34	11	25	8,5	34	48
IV+V	11,5	25	8,5	19	6	25	39

Ostatní stejně jako v tab. 19.

Tab. 22. Rozměry zesilovače s MESFET laděněho podle obr. 109

Pásmo	$a_1$	$b_1$	$a_2$	$b_2$	c	$L_{1,2}$	H
IV	18,5	42	13,5	31	10	42	52
IV+V	15,5	34	11,5	26	8,5	34	44

Ostatní stejně jako v tab. 19.

tivita, vynikající linearita a velký zisk jsou neocenitelné v místech, kde zpracováváme řadu signálů z různých směrů „výbírání“ z přeplňovaného pásmá UHF, navíc s několika místními vysílači. A zhoršení šumového čísla např. o 2 dB na jednom okraji pásmá při provozu nepoznáme.

## 11. Širokopásmové zesilovače na UHF

O širokopásmových zesilovačích bylo v AR popsáno již mnoho stránek, proto se zde budeme věnovat spíše praktické realizaci a zkušenostem z provozu. Pracujeme s křemíkovými bipolárními tranzistory, zapojenými ve funkci zesilovače se společným emitem, obr. 112. Připomeňme si základní vlastnosti takového zesilovače:

1. Přenosová charakteristika bez zvláštní úpravy (kompenzace) klesá.
2. Vstupní a výstupní impedance jsou velmi blízké 50 nebo 75 Ω.
3. Zesilovač má velmi dobrou stabilitu, protože vnitřní vazba je vlivem fázového posunu mezi vstupem a výstupem (180°) negativní.

(Dokončení příště)

**VÝZKUMNÝ ÚSTAV MATEMATICKÝCH STROJŮ k. ú. o.,**  
**Loretánské nám. 3**  
**Praha 1**

**přijme pro své pracoviště Praha 6-Vokovice, Lužná 2 pro práci na výzkumu a vývoji testovacích zařízení určených pro elektrotechnický průmysl**

1. pracovníky pro návrh číslicových a číslicově/analogových obvodů,
2. pracovníky pro návrh adaptérů a programového vybavení pro osobní počítače třídy IBM PC do funkcí
  - výzkumný a vývojový pracovník, požadované vzdělání US odborná praxe 9 let, nebo VŠ odborná praxe 4 roky, mzdové zařazení T 10—11 v ZEÚMS II,
  - samostatný výzkumný a vývojový pracovník, požadované vzdělání VŠ, odborná praxe 6 až 9 let, mzdové zařazení T 12—13 v ZEÚMS II.

- Práce v dobrém kolektivu na technicky zajímavých problémech
- Možnost podnikové a výběrové rekreace
- Možnost dalšího vzdělání (aspirantura)

Bližší informace podá ing. Kolliner nebo ing. Uhlíř, CSc., tel. 36 37 41.  
 Náborová oblast Praha.

skříň Sapi I — jen mechaniku, krystal 12,288 MHz, FRB. L. Věžník, Mánesova 17, 612 00 Brno.

**BFR90, 1, 6** (53, 56, 59), BF960, 1 (33). M. Nevidanský, Mierová 51, 937 01 Željezovce.

**Mgf B93 s MDA2020** (1100), nové hlavy do B73 (2 x 110), osciloskop N313 (1800), dvě trípásmovky 8 Ω /15 W/12 dB (2x 1000), Hi-Fi Transiwt 44 — 2 x 30 W (1700), koncertní kyta Schneider (1500), vyměním radiomateriál, kupím Color Oravan nebo jiný s in-line (i nehrážek), levně. P. Šulek, Tyršovo nábřeží 1706, 756 61 Rožnov.

**Čisl. teploměr** ±79 °C (650), měříc C 0,5 pF až 10 μF, (500), vý gen. BM205 (1500), ný gen. BM365 (1200), osc. BM370 (1400), osc. 0—5 MHz obr. 3 x 4 cm (1800), tv konvertořad. (250), ramének HiFi (250), talíř (150), zdroj s měřením 2—30 V, 0—1 A (450), čisl. multimetr LCD U — I — R (2500), měř. DLI 20 μA (150), kryst. 120 MHz (80), přep. Nk 24 poloh (50—150), MAA723CN (16), MAA725 (100), A277D (50), tunel. diody (30). Havelka. Blažkova 8, 638 00 Brno.

**RC soupravu Varioprop** 12S (žlutý), kompletní, málo používané, + nové plynulé ovládání otáček elektromoto-

ru 12 V, 8 A, (10 000), novou RC soupravu Mars II — 40,68 MHz (500), IO — MM5316 (400), MM5314 (350), U118F (30), MH8437 (10), MH8430 (10), VQE23E (130). M. Žížka, Dusíkova 790, 286 01 Čáslav.

**Elektronky nepouž.** PCL86, PCL88, PCF82, 1C21P, ECH84, EF183, PCL84, PCL805, EF80, PY88, PL504, dí. KY705 plus hrající telev. Orava 128U s dokumentem na souč. Jen vcelku (700). J. Párez, Štichová 581/23, 149 00 Praha 4-Háje, tel. 791 40 43.

### KOUPĚ

**NA ZX Spectrum:** klávesnice LM1889, ULA 5C112C. P. Králik, Gottwaldova 380/11, 914 41 Němčová. **✓**  
**KY720B, 904, B900,** toroidy NO1, NO5, prepínač BCD, KF907, tyatron 21TE31, kdo zapožičí dokumentáciu k RDST Unitra Echo 4a. J. Durec, 916 01 St. Turá 1224. **AR řada B** č. 4/87 a AR ř. A č. 11/86, 1, 8, 12/84, 2/83, 2/81. J. Beneš, Vlašská 837, 460 01 Liberec 6.

**Dekódér Pal** z přijímače TESLA color, Color spectrum apod., servisní návod k tv Color spectrum. P. Buranda, Popovova 663/5, 143 00 Praha 4-Modřany.

**Amat. radio** — pro konstr. čís. 4 a 5/1987. Cenu respektuj. Vl. Linda, 277 04 Citov 324.

**ARA 5/77, 10/80, 2/81, 10/81, 4/84, 10/84, 9, 10/85, 7/86, ARB 4/78, 1/85, dalej IO — A2030H (V), SN76477, repro bednu + zosilovač pre bass gitaru (i oddelené), jednoduchú aparatúru na spev, mikrofóny, len písomne. J. Čurila, Sládkovičova 7, 053 61 Spišské Vlachy.**

**Rxy ufb** — **Collins 51 J-1, RCA AR88, R309, R312, R313, R672, R675** ijiný dlouhovlnný, R375, R250 ijiné. SSB Satelit 2000, elky 6K4, 6K3, 6A7, EC86, EF89. J. Kotora, 335 61 Spálené Poříčí 36.

**AY-3-8500, 8550, 8610** príp. vymením za MHB4518. M.

Bobocký, SPŠ, Bzinská 11, 915 01 Nové Mesto n. V.

### RŮZNÉ

**Radiopřijímač Lorenc Super 15B** r. v. 1944 kdo opraví? J. Pízl, Rýchoršká 333, 541 02 Trutnov 4.

**Kdo přestaví RDST VZW 010** z 80 MHz na 145 MHz? Dohoda jistá. A. Beran, Ve vilách 1154, 549 01 Nové Město n. M.

## JEDNOTNÉ ZEMĚDĚLSKÉ DRUŽSTVO „CHOVATEL“

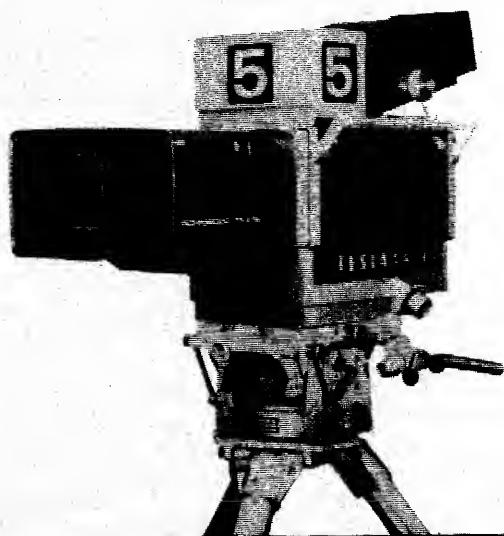
**468 71 Lučany nad Nisou**

**MTZ — s. Svobodová, tel. 856 31/kl. 53 — Jablonec nad Nisou**

### nabízí k odprodeji:

**Odpory:**

TR 192 4M7	148 ks à 0,45 Kčs	otoč. čísl. spínač	kondenzátor
TR 192 820R	340 ks à 0,40 Kčs	TS 212 00 02	TC 180 2M
TR 192 1K8/J	500 ks à 0,45 Kčs	TS 212 00 03	kondenzátor TP 008
TR 161 13K/C2	185 ks à 1,85 Kčs	WA 251 46	1MO/T
TR 161 379R/C2	368 ks à 1,85 Kčs	WA 087 01	kondenzátor
TR 161 1K33/C2	165 ks à 1,85 Kčs	WF 251 01	TC 235 22N
TR 161 2K71/C2	1300 ks à 1,85 Kčs	MLT 0,25	kondenzátor TE 003
TR 161 10K/D1	3400 ks à 1,05 Kčs	36 Ω	10M/10 V
TR 161 370R/D1	145 ks à 1,05 Kčs	47 Ω	kondenzátor
TR 161 379R/D1	940 ks à 1,05 Kčs	56 Ω	TK 783 15J
TR 161 388R/D1	148 ks à 1,05 Kčs	330 Ω	kondenzátor TE 986
TR 161 402R/D1	148 ks à 1,05 Kčs	470 Ω	50M PVC
TR 161 422R/D1	148 ks à 1,05 Kčs	1,5K	Tyristor KT501
TR 161 92K/C2	185 ks à 1,85 Kčs	3,3K	IO K561 IE (náhr.
TR 161 160K/C2	185 ks à 1,85 Kčs	3,9K	MHB4020)
TR 161 130R/C2	370 ks à 1,85 Kčs	15K	IO MA7824
TR 161 133R/C2	370 ks à 1,85 Kčs	130K	TP 095 47K
TR 161 150R/C2	185 ks à 1,85 Kčs	390K	TP 110 220R
TR 161 200R/C2	2240 ks à 1,85 Kčs	910K	TP 110 47K N/N
TR 161 1K/C2	370 ks à 1,85 Kčs	1,3M	TP 110 680R
TR 161 10K/C2	6340 ks à 1,85 Kčs	dioda 1N5404	TP 060 1K5 (180 ks),
TR 161 11K/C2	370 ks à 1,85 Kčs	dioda 1N5402	470K (520 ks)
TR 161 42R2/C2	1000 ks à 1,85 Kčs	dioda KA222	700 ks à 4,20 Kčs
TR 191 110K/J	2000 ks à 0,40 Kčs	kondenzátor TE 002	
TR 524	20 ks à 6,50 Kčs	200U/Y	
TR 151 10K/B	150 ks à 0,15 Kčs		
TR WN 69185 220 Ω	31 ks à 30,— Kčs		
		13 700 ks à 1,— Kčs	



## TESLA k.p., závod Radiospoj Praha 6, Podbabská 81

— vývoj a výroba televizní studiové techniky, televizních kamer — pro barevná televizní studia — přenosové vozy ČST —

nabízí zajímavé zaměstnání absolventům:  
VŠ — ČVUT FEL, FS a VŠE  
SPŠE, SPŠS, SEŠ a gymnázia

Možnost závodní rekreace letní i zimní, závodního stravování.

Pro absolventy VŠ plánované PGS. Možnosti dalšího osobního rozvoje a studia při zaměstnání.

Informace na osobním oddělení — telef. 34 23 86.

## NOVÉ PRACOVÍSTĚ RESORTU SPOJŮ

pro údržbu a vývoj SW telekomunikačních zařízení nasazovaných v čs. jednotné telekomunikační síti

přijme zájemce o práci v oborech:

- programování spojovacích a dohledových SPC systémů
- programování a provoz podpůrných a testovacích prostředků údržby SW
- školení a tvorba kursů pro SPC technologii.

Informace osobně,  
písemně i telefonicky  
na č. tel. 27 28 53, 714 25 79

Praxe v oboru programování (mini a mikropočítače) vítána. Plat zařazení podle ZEUMS II.  
Pro mimopražské pracovníky zajistíme ubytování.

MEZINÁRODNÍ A MEZIMĚSTSKÁ  
TELEFONNÍ A TELEGRAFní ÚSTŘEDNA  
V PRAZE 3,  
OLŠANSKÁ 6



## DŮM OBCHODNÍCH SLUŽEB SVAZARNU

Pospíšilova 11/14

tel. 217 53, 218 04, 222 73, 219 20

telex. 526 62

757 01 Valašské Meziříčí



všem HIFI klubům Svažarmu a všem zájemcům o moderní elektroakustiku:

Název	Obj. č.	Cena:			
Gramo SG 077 — stavebnice — gram. šasi s krystalo- vou přenoskou (na 24 V)	3300986	600 Kčs	Sluchátko MONO SN 63 (do- voz PLR), frekv. rozsah do 20 000 Hz, přípoj. ka- bel 2,5 m	3301312	400 Kčs
Zesilovač TW 077 komp. sta- vebnice zesilovače 2× 15 W, 4 Ω	3300979	1 430 Kčs	Reprodukторová soustava RS 228 SS stav. — moderní dvoupásmová HIFI reprodu- ktorová soustava, která splňuje technické požadavky pro věrnou reprodukci zvuku 8 Ω, 20—50 W, objem 30 l.	3301326	690 Kčs
RS 128 finál-dvoupásmová reproduktoričková soustava pro moderní HIFI soupravy, splňující požadavky pro věrnou reprodukci zvuku, objem 10 l	300989	820 Kčs	Reprodukторová soustava RS 228 B finál — moderní HIFI soustava, je vhodná pro všechny stereofonní zesilo- vače a magnetofony s výk. 10—40 W.	3301328	980 Kčs
Stereofonní zesilovač TW 140SM, kompl. stavebnice 2× 50 W na 4 Ω	3300995	2 950 Kčs	Reprokabel L5 — délka 5 m	3304025	23 Kčs
Odznaček ELEKTRONIKA pro reprosoustavy — na přední desku	3301206	5 Kčs	Motor SMR 300 — sestavený pro gramofon TG 120, na 220 V	3306055	175 Kčs
Průzvučná tkanina pro krytí reproduktoričkové soustavy RS 238 B a C, černá, rozm. 550×400 mm	3301209	24 Kčs	Raménko TG 120 s japon- skou přenoskou magnetody- namickou s eliptickým hro- tem	3306067	415 Kčs